14F
N° 1698
NOVEMBRE
1983
LVIIIe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.MICRO-INFORMATIQUE.REALISATIONS

HI-FI
LE COMPACT-DISC
YAMAHA CD-1
4 TUNERS
AU BANC D'ESSAI

REALISATIONS
5 MONTAGES

MICRO INFORMATIQUE
BANC D'ESSAI
DE L'ORIC 1

REPORTAGES
LE VIDCOM 83
A.K.G A VIENNE

Vidéo Actualité
LES MAGNETOSCOPES
AKAI VS 1S
ET DUAL VRS 80

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $
● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ●
ESPAGNE : 300 PTAS

LE NOUVEAU METRIX
OX 710 B



metrix

Oscilloscope double trace 15 MHz

- Écran de 8 x 10 cm.
- Le tube cathodique possède un réglage de rotation de trace pour compenser l'influence du champ magnétique terrestre.
- Bande passante du continu à 15 MHz (− 3 dB).
- Déclenchement assuré jusqu'à 30 MHz.
- Sensibilité 5 mV/cm à 20 V/cm.
- Fonctionnement en XY.
- Inversion de la voie B (± YB).
- Fonction addition et soustraction (YA ± YB).
- Testeur incorporé pour le dépannage rapide et la vérification des composants (résistances, condensateurs, selfs, semiconducteur).
  Le testeur de composants présente les courbes courant/tension sur les axes à 90°.
- Le mode de sélection alterné choppé est commuté par le choix de la vitesse de la base de temps.

AVEC 2 SONDES

CRÉDIT SUR DEMANDE **3.190 F** + port 48 F

DISTRIBUÉ PAR :

ACER COMPOSANTS
42, rue de Chabrol 75010 PARIS
Tél. : 770.28.31

MONTPARNASSE COMPOSANTS
3, rue du Maine 75014 PARIS
Tél. : 320.37.10

REUILLY COMPOSANTS
79, bd Diderot 75012 PARIS
Tél. : 372.70.17

SOMMAIRE

AUDIO – TECHNIQUE GENERALE – HIFI

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

REALISATIONS

MICRO-INFORMATIQUE

VIDEO ACTUALITE

RADIOCOMMANDE

MESURE

EMISSION – RECEPTION

DIVERS

Bloc-notes

UNE GAMME D'AEROSOLS DE PROTECTION ET D'ISOLATION POUR L'ELECTRONIQUE, CHEZ 3M



3M propose aux professionnels de l'électricité et de l'électronique une gamme d'aérosols destinés au nettoyage, à la lubrification, à la protection et à l'isolation.

La présentation en aérosol de ces produits offre de multiples avantages :

– une excellente conservation des produits,
– une répartition uniforme par simple pulvérisation,
– un système d'application autonome, facile, propre et rapide à utiliser,
– une application sous pression et à distance permettant de traiter les zones difficilement accessibles,
– une application sur les parties fragiles sans risque de contraintes mécaniques.

Cette gamme comprend :

- un vernis de protection noir, réf. 1600, pour la protection des surfaces contre l'humidité et la corrosion ;
- quatre vernis isolants, qui protègent contre l'humidité et la corrosion les circuits imprimés, les connexions, les cosses... Ils existent en différentes couleurs : transparent réf. 1601, rouge réf. 1602, noir réf. 1603, gris réf. 1604 ;
- un produit hydrofuge réf. 1605, qui permet de dégripper et de lubrifier les ensembles métalliques ;
- un produit dégraissant réf. 1606, qui sert au traitement de toute surface avant application d'un isolant ou d'un revêtement de protection ;
- un nettoyant anti-oxydant réf. 1607, qui est utilisé pour le nettoyage et la lubrification des contacts ;
- un vernis silicone réf. 1609, destiné à la lubrification et la protection de toute surface.

Le TF.7.SF

un nouvel émetteur de radiocommande

LA description de l'émetteur TF7.S parue dans les nº 1 651 et 1 652 du Haut-Parleur avait été un petit événement dans le cercle réduit des amateurs de radio-commande, construisant leurs ensembles eux-mêmes. En effet, il devenait possible de réaliser un codeur ayant presque toutes les possibilités : les courses réglables et indépendantes, les inversions de sens, les voies à courbe en S ou exponentielle, les couplages, les mixages, la programmation... Il y avait là matière à stimuler l'enthousiasme des amateurs sérieux... et aussi des autres ! Et certains ne s'en privèrent pas, ne se limitant pas à la description de l'auteur, mais brodant sur le thème ! Mettant des voies en S partout, même sur les auxiliaires, prévoyant de mixer ou de coupler tout avec tout. Il naquit ainsi sans doute quelques « monstres » présentant plus de boutons qu'un variolique et dont la complexité, bien inutile, ne doit pas être un critère de fiabilité.

La difficulté consiste souvent, dans ce domaine, à savoir trouver le juste milieu entre le compliqué et le très simple. C'est dans le sens de cette mesure que nous essayons de travailler en proposant, bien sûr, ce que le progrès technique du moment permet de réaliser, mais en évitant d'exagérer. C'est ainsi que nous avons décrit, dans les nºs 1 692 à 1 696 de cette revue, des platines HF et récepteur associé à synthèse de fréquence, donnant la possibilité, parfois très appréciée (vol de pente, par exemple) mais souvent inutile (cas du terrain habituel, où tout le monde se connaît et a sa fréquence de travail, compatible avec celle des autres), de changer de fréquence quand on le désire, en optant pour l'un quelconque des canaux de bandes autorisées, sans posséder pour autant un stock de quartz impressionnant et très coûteux.

La synthèse de fréquence rend ce changement de fréquence possible par la manœuvre de commutateurs, tant à l'émetteur qu'au récepteur, avec un seul jeu de quartz de référence. Formidable, n'est-ce pas !

D'autres avantages plus techniques apparaissent :

– La précision en fréquence des canaux obtenus est la même sur tous ces canaux et ne dépend que de la qualité du montage et de celle du réglage initial.

– Les dérives de fréquence, en température et tension peuvent être minimisées par un choix convenable des composants, du schéma et de la qualité de l'unique jeu de quartz.

– Le swing de modulation FM est parfaitement constant d'un canal à l'autre. C'est une caractéristique impossible à obtenir avec des quartz différents, même s'ils proviennent du même fabricant.

Evidemment, toute médaille a son revers, et la synthèse de fréquence n'y échappe pas :

– Le montage est nettement plus complexe et nécessite plus de connaissances et plus de moyens pour aboutir à de bons résultats. Ce n'est plus du travail de débutant ! Quelques petits défauts de jeunesse subsistent encore, sans compromettre cependant le fonctionnement en application réelle.

Il nous a été ainsi possible de terminer la saison 1983 de vol, avec TF7.S équipé avec la platine HF6/SF et le récepteur RX9/SF, dans de parfaites conditions, oubliant presque la nature même du système utilisé, ce qui est sans nul doute le meilleur critère de bon fonctionnement !

Nous avons donc pensé qu'il serait intéressant de reprendre le TF7.S pour mieux l'adapter à la synthèse de fréquence et pour y apporter quelques modifications de détail permises par la disponibilité actuelle des composants, les lecteurs n'ayant pas la description précédente pouvant ainsi « reprendre le train en marche » !

Trois idées directrices ont déterminé la nouvelle description :

– Tout d'abord pouvoir utiliser les nouveaux manches de SLM ressemblant très... très fort aux précédents Multiplex (choisis alors parce que rien d'autre n'existait !) mais, cette fois, parfaitement disponibles, d'aussi bonne qualité, moins encombrants, et surtout bien meilleur marché ; ce dernier point est tout de même important, car le prix élevé des manches Multiplex avait arrêté certains réalisateurs potentiels. Les dimensions un peu différentes des manches SLM nous obligent à quelques modifications de la découpe du boîtier et du tracé des circuits imprimés additionnels.

– Nous avons voulu permettre l'emploi de codeurs différents, par exemple le codeur à NE5044 et le codeur TF7.N, complétés ou non des circuits de voies en S, de couplages et de mixages.

– Enfin, et c'est la nouveauté annoncée déjà, un affichage à cristaux liquides va permettre de visualiser les paramètres essentiels de l'émetteur, à savoir :
- la tension batterie,
- la fréquence d'émission réellement mesurée par un fréquencemètre numérique,
- le temps écoulé pendant le vol, soit en secondes, soit en minutes.

Notons que la mesure de la fréquence est plus qu'un gadget, à partir du moment où l'on emploie une platine à synthèse de fréquence. Cette mesure permet d'une part de vérifier le calage du canal choisi, la programmation en binaire étant tout de même un peu abstraite, d'autre part de vérifier que la boucle du synthétiseur est bel et bien verrouillée, ce qui se traduit par l'affichage correct et stable, alors que cet affichage est totalement erratique dans le cas contraire.

Finalement, nous avons abandonné le timer sonore, assez agaçant en atelier et pas assez bruyant sur le terrain, au milieu du vacarme des divers moteurs. De plus, le décompte auditif des tops sonores est loin d'être évident, les premiers de la séquence étant souvent oubliés. Avec le nouveau système, un simple coup d'œil suffit, et le temps exact est connu.

Conçu pour être associé à la platine HF6/SF, le fréquencemètre ne mesure pas directement la fréquence émise, mais celle qui est issue du « downmixer ». Il est ainsi possible de simplifier nettement l'entrée de mesure, avec attaque directe du circuit de comptage. Cependant, pour les amateurs ne disposant pas de cette platine mais qui aimeraient profiter tout de même de la description qui suit, pour moderniser un ancien émetteur, nous allons proposer une interface d'adaptation acceptant la fréquence directe, soit de 41 MHz, soit de 72 MHz et, pourquoi pas, des nouveaux canaux 27 MHz !

Comme le bloc de mesure tension, fréquence, temps constitue la caractéristique majeure de notre nouvel émetteur, c'est par sa description que nous commencerons cet article. Nous trouverons donc, ce mois-ci, l'étude théorique des circuits nécessaires ; le mois prochain, la réalisation du bloc de mesure et son montage dans un boîtier revu et corrigé. La troisième partie de l'article sera consacrée aux codeurs éventuels complétant et terminant le montage du nouvel émetteur.

A. Bloc de mesure du TF7.SF

I – Etude théorique

Qui a ouvert ou, mieux, réalisé un fréquencemètre numérique sait qu'il s'agit souvent d'un appareil assez complexe, comportant de nombreux circuits intégrés. Le voltmètre numérique n'est pas non plus une plaisanterie et, si certains circuits intégrés très spécialisés résolvent le travail, ils sont incompatibles avec la mesure d'une fréquence. Ajoutez à tout cela un timer digital ! Vous êtes prêt à parier que la réunion en un seul bloc de ces trois appareils de mesure apparemment fort différents, hormis le fait qu'ils utilisent tous trois un afficheur, doit donner une belle « usine à gaz » ! Eh bien... vous avez perdu ! Vous allez voir que, moyennant quelques circuits C.MOS (il en faudra quand même quelques-uns !), la coexistence entre les trois appareils va se faire très bien et tout simplement !

Le cœur du bloc de mesure est un circuit intégré bien connu de nos lecteurs, puisque nous venons de l'utiliser dans un tachymètre-impulsiomètre récemment décrit (voir H.P. n° 1 694). Il s'agit du ICM 7224 de Intersil. Ce circuit C.MOS est absolument remarquable, puisque, sous 5 V, il compte jusqu'à 25 MHz typiques ! C'est donc un circuit de la classe du MC145151 de Motorola, employé dans la synthèse de fréquence, vraisemblablement de la génération des nouveaux C.MOS à haute vitesse, les 74HC... destinés à ranger la LSTTL au placard des vieilles choses !

Le 7224 est un compteur à 4 1/2 digits, soit à quatre digits vrais (de 0 à 9) plus un digit de dépassement (rien ou 1). Il existe en deux versions :
– le 7224 ordinaire à digits décimaux, comptant de 0 à 19999.
– Le 7224 A à digits sexagésimaux, comptant de 0 à 1.59.59, ce modèle étant destiné, on le devine, aux horloges.

C'est le 7224 ordinaire qui est choisi pour le bloc de mesure. Notons aussi l'existence des 7225 et 7225 A, circuits identiques, à ceci près qu'ils sont prévus pour afficheurs à LED, tandis que les 7224 conviennent aux afficheurs à cristaux liquides, seuls à pouvoir être employés dans le plein soleil d'un terrain d'aviation. Pour cela, le 7224 contient toute la logique nécessaire à l'attaque des afficheurs à cristaux liquides, à savoir la génération du signal rectangulaire de « back plane » (électrode commune) et celle des signaux de commutation des segments.

1° Le 7224

Nous trouvons, en figure 1, le brochage de ce circuit. C'est un « gros pavé » en boîtier à 40 pattes. Pas de multiplexage de l'affichage, chaque segment ayant sa sortie particulière, ce qui explique les 40 picots !

La figure 2 donne la structure interne du circuit et permet de constater que l'ensemble est parfaitement classique avec ses quatre décades de comptage (2 × 5), les quatre décodeurs BCD/7 segments, les quatre tampons de mémorisation et enfin les quatre drivers attaqués par le

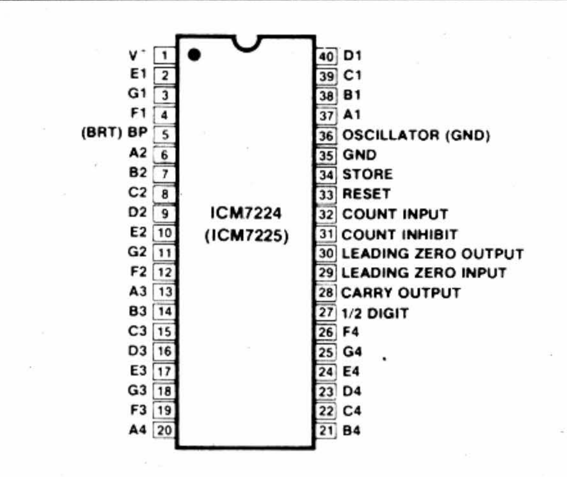


Fig. 1. – Brochage du 7224.

signal carré de back-plane et provoquant l'activation ou l'extinction des segments LCD. Nous rappelons que, pour exciter un segment, il faut l'attaquer par un signal carré de phase opposée à celle de celui qui attaque l'électrode commune arrière (BP). Au contraire, si ces deux signaux de segment et back-plane ont la même phase, le segment est invisible. (Voir fig. 3.)

La dernière décade attaque l'indicateur de 1/2 digit, marquant le dépassement de capacité du compteur principal. Une sortie issue de la dernière décade est également disponible sur le picot « carry out ». Elle permettrait de connecter deux 7224 en série si le besoin s'en faisait sentir, par exemple pour avoir un compteur à 8 digits. L'entrée de comptage (picot 32) CL comporte un trigger de Schmitt. Elle accepte donc les signaux à transition lente, ou à niveau un peu faible, à condition de dépasser cependant la tension minimum de seuil.

Le compteur comporte les commandes classiques :

– **La remise à zéro** ou RAZ (R) Picot 33. Un niveau 0 remet toutes les décades à zéro.

– **Le transfert** (ST) Picot 54. Un niveau 0 fait passer le résultat du comptage des décodeurs vers les drivers d'affichage. Un niveau 1 coupe la liaison, l'afficheur indiquant toujours le résultat précédent. On sait que cette fonction permet de rendre invisible la phase de comptage en ne montrant que le résultat.

– **La porte de comptage** (E). La porte de comptage permet de laisser passer ou non les impulsions à compter, venant de l'entrée CL. La commande de cette porte se fait par le picot 31, de symbole E, dans nos schémas. Si E = 0, les impulsions ne passent pas. Si E = 1, elles sont comptées.

Un cycle de comptage consiste à jouer convenablement des commandes ci-dessus :

– Mise de E à 1 pendant un temps connu (par exemple 1 ms ou 1 s). Retour à 0 à la fin de ce temps pendant lequel les décades, supposées préalablement à 0, ont démontré les impulsions incidentes. Le résultat de ce comptage est disponible à la sortie des décades.

– Mise de ST à 0 pendant un temps très court (mais supérieur à 3 μs). Le résultat des décades est transféré sur les drivers et, de ce fait, affiché. Retour de ST à 1.

– Mise de R à 0 pendant un temps également très court pour ramener les décades à 0. L'affichage du résultat précédent est conservé, mais le compteur est prêt pour un nouveau dénombrement.

Le cycle de comptage peut être unique ou répétitif, cette seconde possibilité étant indispensable pour une mesure en continu, donc pour les fonctions fréquencemètre et voltmètre que nous envisageons.

Pour la fonction « timer » ou chronomètre, le 7224 fonctionne en compteur d'unités, celles-ci étant des impulsions « secondes » ou « minutes ».

Une mise à 0 initiale étant faite par un top négatif sur R, la commande de transfert est maintenue en permanence à 0 (ST = 0) pour un comptage apparent. La commande de porte est constamment à 1 (E = 1) pour passage des tops à compter. C'est ainsi que sera visible le comptage des secondes ou des minutes selon le choix qui en est fait. A la fin du comptage, un top négatif sur R remet le timer à 0.

Observons une dernière fois la figure 2 pour remarquer la présence de l'oscil-

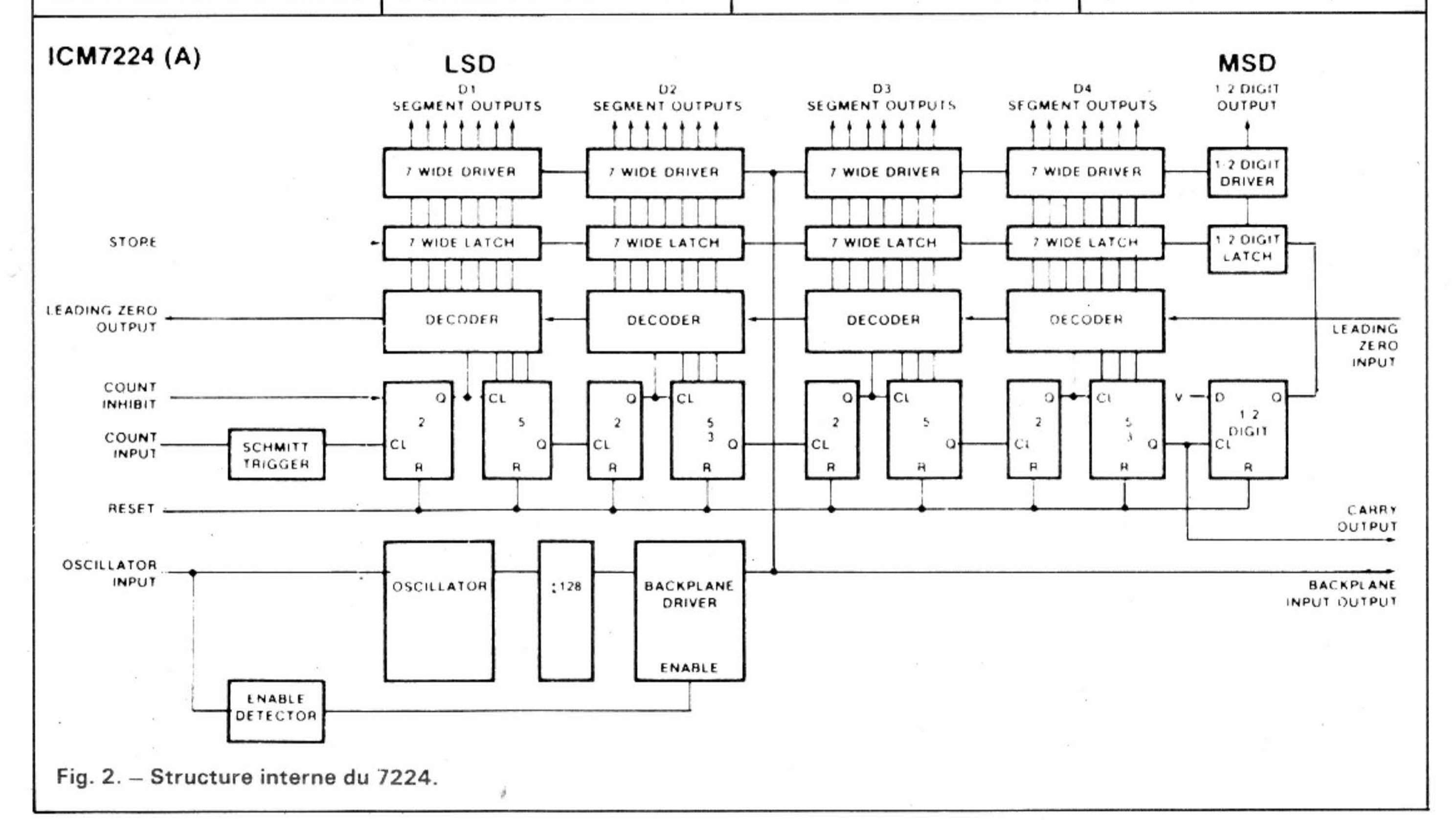


Fig. 2. – Structure interne du 7224.

lateur de signal de backplane, entièrement intégré, sans constante de temps extérieure, ce qui est remarquable. L'oscillation de départ est à 16 kHz typique, divisée par 128 pour être ramenée à 125 Hz. Les diviseurs fournissent un signal à rapport cyclique exactement à 1, condition impérative pour une longue vie des afficheurs LCD. Lorsque l'entrée « oscillateur » est à 0, cet oscillateur est stoppé et le 7224 peut recevoir un signal externe appliqué sur le picot 5.

Dernier détail, l'effacement des zéros non significatifs se fait en mettant le picot 29 à 1. Mis à 0, au contraire, tous les 0 s'affichent. On choisira selon ses goûts.

Concluons sur une caractéristique qui n'est pas la moins remarquable : le 7224 a une consommation propre de 10 à 50 µA sous 5 V ! (1 mA à 10 MHz).

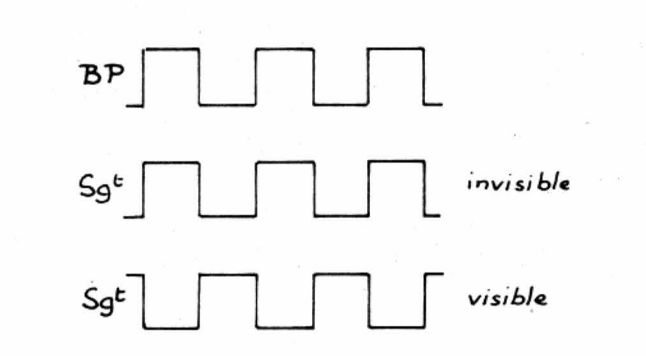


Fig. 3. – Le segment est visible si les signaux BP et Sgt sont en opposition.

2° Les étages de fonctions
(Voir fig. 4.)

a) **Mesure d'une fréquence.** C'est la mission du bloc de mesure, non seulement en fréquencemètre, ce qui est bien normal, mais aussi en voltmètre, pour lequel la tension à mesurer est convertie en fréquence.

Au départ, nous trouvons un oscillateur à quartz suivi d'une cascade de diviseurs par 2. C'est un circuit C.MOS type 4060 qui assure le double travail. On sait que ce circuit intègre un oscillateur et 14 diviseurs par 2 en série. Deux quartz sont prévus : l'un de 4 096 kHz est destiné au fréquencemètre HF, l'autre de 32 768 Hz, au voltmètre et au timer. Le condensateur ajustable C_1 permet le calage exact du fréquencemètre. La fréquence exacte du second quartz est nettement moins criti-

Fig. 4. – Schéma du bloc de mesure.

que et n'est pas ajustable par élément variable.

La sortie Q_{13} délivre une fréquence égale à $F_{Qz}/2^{13}$ soit 500 Hz en fréquencemètre et 4 Hz par ailleurs. Ces fréquences sont encore divisées par deux en Q_{14} (250 Hz et 2 Hz). Le signal Q_{13} commande la porte de comptage des fréquencemètres (E). Ainsi, dans le premier cas, avec 500 Hz, la période est de 1/500 s = 2 ms et la fenêtre d'ouverture de la porte est de 1 ms, durée de l'alternance positive. (E = 1). Les décades comptent alors pendant 1 ms et l'affichage se fait directement en kHz. Dans le second cas, cette fenêtre de comptage est de 1/2 de 1/4 s soit 1/8 s.

Pour assurer un fonctionnement agréable à l'œil, plus particulièrement avec les cristaux liquides, il faut une cadence de comptage de 2 à 3 par seconde.

Pour assurer cette cadence, dans les deux cas de mesure de fréquence, malgré la grosse différence des temps d'ouverture de la porte, nous allons faire appel à deux monostables pour fabriquer les signaux de remise à zéro et de transfert. Ces signaux seront assez longs pour ralentir la cadence. (Voir fig. 5.)

Rappelons tout d'abord que, dans le 4060, le flanc descendant de l'étage « n » déclenche le front montant de l'étage « n + 1 ». Ainsi, la fin du palier haut de Q_{13} (qui a ouvert la porte de comptage) fait passer Q_{14} à 1. Cette transition 0–1 de Q_{14} déclenche le premier monostable UV_1 qui génère une impulsion de durée t = RC soit t = 470 k × 0,47 μ = 0,22 s. (Le 4538 est sensible aux fronts montants sur son entrée A et aux fronts descendants sur l'entrée B.) La sortie de UV_1 fournit l'impulsion de transfert. Nous y reviendrons. Par ailleurs, cette sortie déclenche le second monostable qui fournit aussi une impulsion consécutive de la même durée, les composants associés étant de même valeur (t = 0,22 s).

La somme des durées d'ouverture de porte, de transfert et de RAZ, donne la durée d'un cycle de comptage. Ainsi, en fréquencemètre HF, nous trouvons :

$T = 1\,ms + 0{,}22\,s + 0{,}22\,s \simeq 0{,}45\,s$

soit un peu plus de deux comptages par seconde tandis qu'en voltmètre on a :

$T = 1/8\,s + 0{,}22\,s + 0{,}22\,s \simeq 0{,}57\,s$,

soit pratiquement deux comptages par seconde. C'est bien ce que nous voulions.

Mais attention ! Si nous en restions là, le fonctionnement serait mauvais, car de nombreuses ouvertures de porte se produiraient après celle qui a déclenché les monostables (une ouverture toutes les deux millisecondes en fréquencemètre HF). Cela serait sans importance pendant le signal de RAZ, le 7224 étant bloqué à 0, mais il n'en serait pas de même pendant le signal de transfert où les décades sont toujours actives. Il est impératif de bloquer le 4060, dès le flanc montant initial de Q_{14}. A cet effet, les signaux Q des deux UV sont additionnés à travers un « OU » logique à diodes, la somme étant envoyée sur l'entrée de remise à 0 du 4060. Ainsi, pendant la durée du signal de transfert, puis celle du signal de RAZ, ce 4060 est bloqué. Lorsque les deux signaux sont terminés, le 4060 repart et assure la génération du signal d'ouverture de porte suivant.

Notons enfin que les sorties Q des deux UV fournissent des impulsions positives qui sont inversées par les portes N_1 et N_3 pour avoir le sens convenable au 7224 (niveaux 0 actifs).

C'est donc dans ces conditions que notre compteur sera commandé dans les fonctions « fréquencemètre HF » et « voltmètre ». Terminons en remarquant que le 4538 a ses entrées de RAZ (R) à 1 par KF_4 et fonctionne normalement comme il est nécessaire, alors que le 4024, dont nous n'avons pas parlé car il est inutile dans ces fonctions, est bloqué à 0 par le même signal appliqué à R. (Rappelons aux néophytes que R signifie remise à 0 par 1, tandis que $\overline{R}$ signifie remise à 0 par 0.)

b) Mesure du temps

Voyons maintenant le détail de la fonction « timer ». Dans ce cas, le quartz est de 32 768 Hz et Q_{14} du 4060 délivre un signal de fréquence 2 Hz. La partie KF_4 du commutateur bloque le 4538 qui ne sert à rien, laissant le 4060 en fonctionnement permanent, ce qui est souhaitable ! Par ailleurs, le 4024 est libéré et fournit sur ses sorties respectives du 1 Hz, 1/2 Hz, 1/4 Hz 1/8 Hz, 1/16 Hz, 1/32 Hz et 1/64 Hz, de Q_1 à Q_7.

La sortie 1 Hz convient parfaitement pour le chronométrage en secondes. La sortie Q_1 rejoint donc INV, puis la section KF_3 du commutateur de fonctions et, de là, l'entrée CL du 7224. Ce dernier avance alors de 1 unité par seconde.

La section KF_2 met l'entrée E à 1 et ouvre, de ce fait, la porte en permanence. Comme $\overline{R}$ du 4538 vaut 0, la sortie de N_2 est à 1 et celle de N_1 est forcée à 0, ce qui provoque la transparence constante du circuit de transfert du 7224 : le comptage est apparent. Pendant le même temps, comme les deux entrées de N_3 sont à 0, R du 7224 est à 1 et ce circuit peut effectivement compter ; et c'est ce qu'il fait, en avançant d'une unité à chaque seconde ou à chaque minute selon la position de INV.

La génération des tops de minutes est un peu plus délicate que celle des secondes. En effet, comme il a été dit, sans précaution particulière, la sortie Q_7 du 4024 donne du 1/64 Hz, ce qui provoque un retard de 4 secondes par minute, ce qui est intolérable. Les diodes D_1 à D_5 vont remettre le timer à l'heure. (Voir fig. 6.)

Nous y avons dessiné les signaux Q_4 à Q_7 du 4024, chaque palier de Q_4 ayant une durée de 4 secondes. Les diodes D_1 à D_4

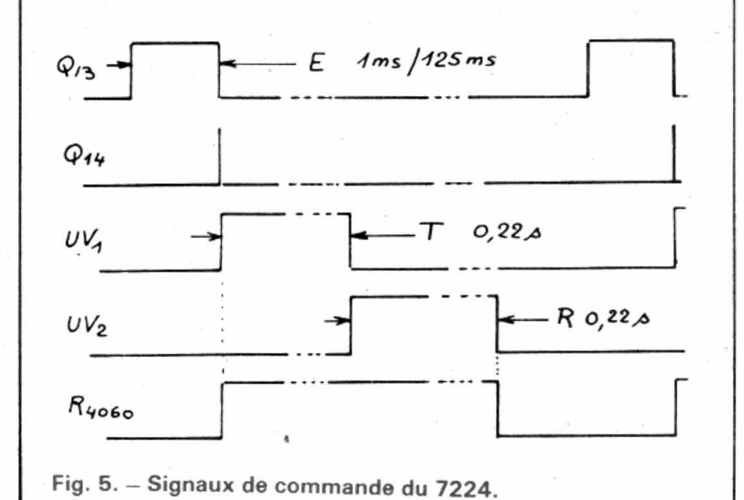


Fig. 5. – Signaux de commande du 7224.

associées à D_5 réalisent un « ET » logique des signaux Q_4 à Q_7. En effet, la tension de + 5 V, appliquée sur l'entrée R, met effectivement cette entrée R du 4024 au niveau 1 si, et seulement si, les quatre sorties Q_4 à Q_7 sont elles aussi à 1. Si l'une de ces entrées est à 0, la diode correspondante conduit et fait passer le point commun des diodes à 0, donc l'entrée R également. Pour que R passe à 1, donc que le 4024 soit remis à 0, il faut donc bien que les quatre sorties en question soit en même temps à 1. Or, si nous examinons le diagramme correspondant des signaux, figure 6, nous constatons que cet événement se produit 15 × 4 secondes après le début du cycle, c'est-à-dire 60 secondes ou 1 minute plus tard. Il se produit alors la remise à 0 prématurée du 4024 et retour en début d'un nouveau cycle qui, lui aussi, durera exactement 1 minute. La sortie Q_7 fournit alors les tops de minute en minute, nécessaires au timer dans cette unité de temps (INV sur « minutes »).

Il reste à assurer que le timer partira toujours bien de 0, tant à la mise sous tension qu'au changement de fonction.

En premier lieu, le condensateur C_9 associé à D_6 provoque la remise à 0 du 4024 à la mise sous tension, si KF est en fonction « timer ». Dans les autres cas, le 4024 est bloqué à 0, par KF_3 et D_7.

Par ailleurs, le condensateur C_7 assure la remise à 0 du 7224, tant à la mise sous tension qu'au changement de fonction fréquencemètre-timer. Dans ce dernier cas, l'entrée de N_2 passe de 1 à 0 par KF_3 et la sortie de N_2 de 0 à 1, ce qui provoque la charge de C_7, d'où niveau 1 momentané sur l'entrée 5 de N_3, suffisant pour remettre le 7224 à 0, avec 0 sur R.

Mais revenons à la fonction « fréquencemètre » pour compléter notre explication. Dans ce cas, KF_1 sélectionne le quartz de 4 096 kHz, tandis que KF_2 envoie la sortie 1 ms de Q_{13} (4060) vers la commande de porte E du 7224. KF_3 commande l'entrée de comptage CL du 7224 et y envoie le 11 ou le 12 MHz issu du mixer-down de la platine HF6.SF. Sur cette platine, on ajoutera un simple 56 pF prélevant la 11/12 MHz sur la sortie du SO42E. Ce 11/12 MHz est alors envoyé directement vers l'entrée CL du 7224. Pour un comptage correct, il est nécessaire de polariser correctement l'entrée du trigger de Schmitt de ce circuit, de manière à bien placer le signal HF dans la zone encadrée par les tensions de seuils de basculement. Cette polarisation est assurée par le pont diviseur R_{11}, R_{12} et P_1. La partie ajustable permet le calage optimum.

Mais rappelons que la sortie du down-mixer fournit 12 000 kHz en 72 000 kHz et 11 000 kHz en 410 000 kHz, les quartz de battement ayant pour fréquences respectives 60 000 et 30 000 kHz. Ces fréquences étant envoyées dans le 7224, celui-ci les mesure et affiche honnêtement soit 12 000, soit 11 000 kHz, ce qui ne satisfait pas l'utilisateur qui voudrait lire 72 000 ou 41 000 kHz. Entre ce qui est et ce qui devrait être, la différence est minime et se résume à la transformation d'un « 1 » soit en 7 soit en 4 ! L'afficheur prévu, à cinq digits pleins, permet cet affichage, obtenu au prix d'une petite astuce. Le « 1 » (segments b et c) devient un « 7 » simplement en activant le segment a ; il devient un « 4 » simplement en activant les segments f et g ! La figure 9 donne la solution de ce petit problème. Nous utilisons les quatre portes

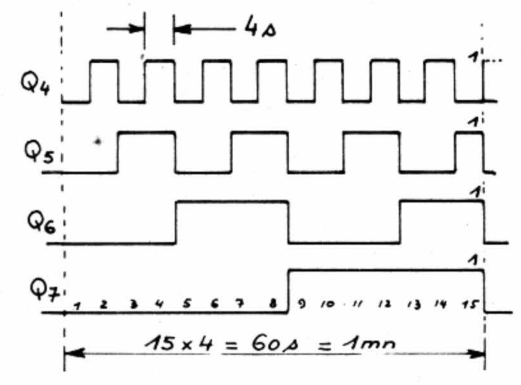


Fig. 6. – Génération des minutes.

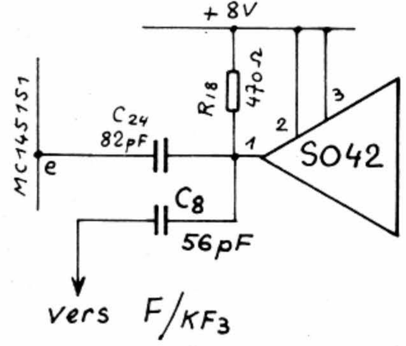


Fig. 7. – Prélèvement du 11/12 MHz dans HF6/SF.

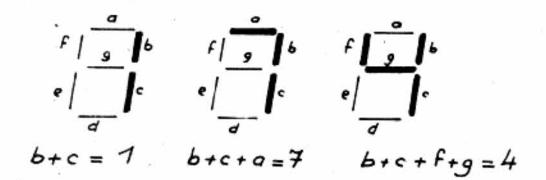


Fig. 8. – Le 5e digit.

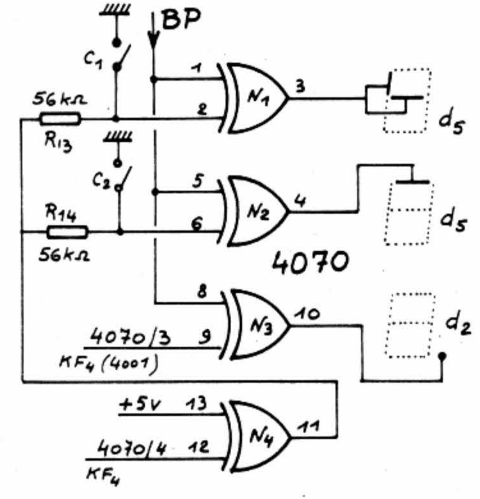


Fig. 9. – Commandes annexes d'affichage.

« OU exclusif » d'un 4070. Rappelons la table de vérité d'un tel circuit logique :

e_1	e_2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

La sortie S passe à 1 seulement si les entrées sont à des niveaux différents. Dans ces conditions, si l'entrée e_1 est à 0 (deux premières lignes), le niveau de la sortie est celui de l'entrée e_2. La porte transmet le signal appliqué sur e_2 exactement comme elle l'a reçu.

Si l'entrée e_1 est à 1, au contraire, le niveau de S est toujours le contraire de celui de e_2 et la porte fonctionne en inverseur. Il s'agit donc d'un circuit très pratique puisque le signal passe toujours au travers, mais soit inversé soit non inversé. C'est exactement ce qui est nécessaire pour la commande des segments d'un afficheur LCD. Le signal appliqué au « back-plane » l'est aussi à e_2. La sortie S alimente le segment. Si e_1 est à 0, les deux électrodes reçoivent le même signal, avec la même phase, et le segment est invisible. Si, par contre, on met e_1 à 1, les deux électrodes reçoivent des signaux en opposition et le segment est excité, donc visible.

Dans la figure 9, on constate que les segments f et g du cinquième digit sont commandés par N_1, tandis que le segment a l'est par N_2.

Les entrées 1 et 5 de ces portes reçoivent le signal de back-plane. Les entrées 2 et 6 sont les entrées de commande. Placées à 1 les segments sont visibles, à 0 ils sont effacés. Or ces deux entrées sont au niveau de la sortie de N_4, par les résistances R_{13} et R_{14}. Cette porte N_4 est inverseuse, puisque l'entrée 13 est à 1. Elle reçoit sur l'autre entrée 12, par KF_4, un niveau 0 en « fréquencemètre HF », ce qui provoque l'excitation des segments en question. Par contre, dans les deux autres positions de KF_4, les segments sont effacés. Mais dans le premier cas, le niveau 1 n'est effectivement appliqué sur 2 et 6 de N_1 et N_2 que si les contacts C_1 et C_2 sont ouverts. Or ces contacts sont mécaniquement commandés par la mise en place d'un type particulier de platine HF6.SF soit 72 MHz, ce qui ferme C_1, laissant C_2 ouvert : le segment a est visible, formant avec le « 1 » le chiffre « 7 » désiré. Soit 41 MHz, ce qui ferme C_2, laissant C_1 ouvert, rendant visibles les segments f et g formant le « 4 » avec le « 1 » du 1/2 digit.

Si vous ne mettez aucune platine HF, les deux contacts restent ouverts et l'afficheur indique au cinquième digit un « c » que vous interpréterez à votre guise !

Notons que l'affichage en kHz ne nécessite aucun point décimal. Donc, dans la fonction « fréquencemètre HF », l'entrée 9 de N_3 (de commande du point décimal du deuxième digit) est à 0 par l'intermédiaire de la porte inverseuse N_4, elle-même commandée par KF_4. Même remarque en Timer. Bien sûr, dans cette dernière fonction, KF_4 supprime toute possibilité d'excitation des segments a, f et g précédents.

c) Mesure de la tension

Pour cette troisième mission, le 7224 est à nouveau dans le mode « fréquencemètre », mais le quartz de base passe à 32 768 Hz pour avoir un comptage de plus longue durée, soit 1/8 s ou 125 ms au lieu de 1 ms. La fréquence à mesurer est en effet beaucoup plus faible. Tout le reste est identique, mais évidemment l'entrée CL du 7224 ne reçoit plus par KF_3 le 11/12 MHz mais un signal rectangulaire à niveaux C.MOS, issu du circuit de conversion tension/fréquence que nous allons étudier maintenant. Il s'agit d'un montage simple mais performant, utilisant le circuit spécialisé, LM331 de NS. Ce circuit donnant toute satisfaction nous a d'ailleurs permis de faire l'adaptateur multimètre du TFX3, notre dernier fréquencemètre. Ceux qui ont suivi cette description et peut-être monté cet appareil savent que le LM331 permet de faire un voltmètre 10 000 points ! Nous ne risquons donc pas d'être déçus dans le modeste dessein envisagé. Il faut dire que nous ne pourrons alimenter le LM331 qu'à tension unique et basse. Ses performances seront donc moindres. Cependant nous n'envisageons que la mesure au 1/10 de volt, avec donc 300 points nécessaires pour une gamme de 0 à 30,0 V. Une exigence aussi faible permet de garantir une constance remarquable de la précision en face de la température,

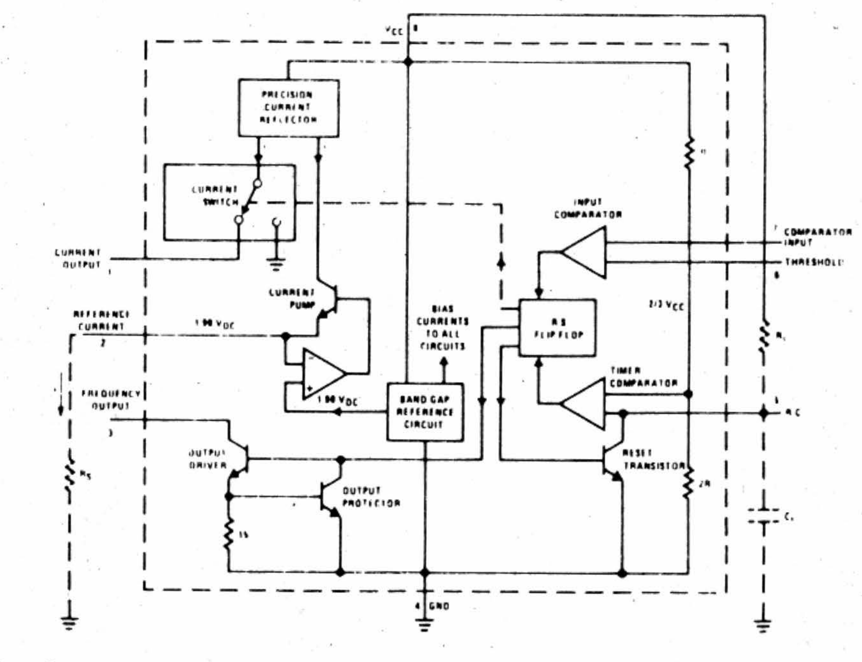


Fig. 10. – Structure du LM 331.

par exemple, celle-ci présentant des variations très importantes dans un matériel exposé tant au soleil brûlant d'été qu'au gel des tristes jours d'hiver !

De toute façon, il serait ridicule de mesurer la tension batterie d'un émetteur RC au 1/100 de volt. Nous n'avons pas voulu exagérer, cette fois encore !

Le LM331 (ou mieux le LM231, meilleur en température !) est encapsulé dans un mini-boîtier DIL à 8 pattes. Tant mieux ! Sa structure interne est donnée en figure 10. Elle va nous permettre d'analyser rapidement le fonctionnement.

La tension à mesurer est appliquée à l'entrée 7 d'un comparateur dont l'autre entrée mesure la tension, initialement à 0 de C_L déchargé par R_L.

Si $V_1 > V_x$, la sortie du comparateur déclenche le monostable interne pendant un temps

$$t_1 = 1{,}1\ R_tC_t$$

ce qui provoque la charge rapide de C_L par le générateur de courant constant ajusté par R_S. On passe alors à $V_x > V_1$ jusqu'à ce que R_L décharge juste assez C_L pour redéclencher le système et recharger le condensateur. Il va ainsi se produire une oscillation de relaxation de l'ensemble, tendant à amener V_x et V_1 à égalité. On démontre que la fréquence de cette oscillation est exactement proportionnelle à V_1. La formule donnant la valeur de cette fréquence en fonction des divers éléments est :

$$f = \frac{V_1}{2{,}09} \times \frac{R_S}{R_L} \times \frac{1}{R_t\,C_t}$$

La figure 12 donne le schéma retenu effectivement et la valeur des différents composants. Alimenté sous les 5 V régulés disponibles dans le bloc de mesure, le LM331 mesure de 0 à 3 V environ. En le faisant précéder par un pont diviseur par 10, la gamme de mesure du voltmètre sera de 0 à 30 V, ce qui convient parfaitement pour l'emploi considéré, la tension nominale à mesurer étant de 12 V.

La sortie du LM331 est à collecteur ouvert. Il faut donc charger cette sortie par une résistance de 10 kΩ pour obtenir le signal d'attaque du 7224.

Le calage du voltmètre se fait par ajustage du pont diviseur (P_2). Une entrée externe a été prévue, permettant de mesurer des tensions extérieures à l'émetteur, ne serait-ce que la tension de l'accu de 4,8 V de réception. Nous envisageons également d'utiliser ce voltmètre à d'autres fins, par exemple pour constituer un tachymètre à sonde extérieure. Cet accessoire sera décrit à la fin de l'article. Tous autres usages seraient possibles, par exemple une fonction thermomètre pouvant être parfois utile sur le terrain pour préciser les conditions climatiques. Nous y pensons sérieusement !

Pour terminer cette étude théorique, disons encore que l'alimentation du bloc de mesure se fait sous 5 V obtenus à partir du 12 V de la batterie interne et convenablement régulés à cette valeur par un circuit 78L05, pas plus gros qu'un banal transistor. Bien sûr, quelques condensateurs de découplages sont nécessaires pour stabiliser le fonctionnement général.

A l'usage, on constatera que le fréquencemètre, comme tous les fréquencemètres, bat sur 1 point, affichant, par exemple, tantôt 72 000 kHz, tantôt 72 001 kHz, en restant d'autant plus longtemps à 72 000 kHz que le réglage est bon. Ce petit défaut n'en est pas un et constitue une caractéristique de tous les appareils numériques. Il serait possible de supprimer en partie ce phénomène en faisant précéder le 7224 par un prédiviseur remis à 0 par le signal commandant également le 7224. On aurait alors ainsi un pseudo-digit sur lequel le battement se reporterait,

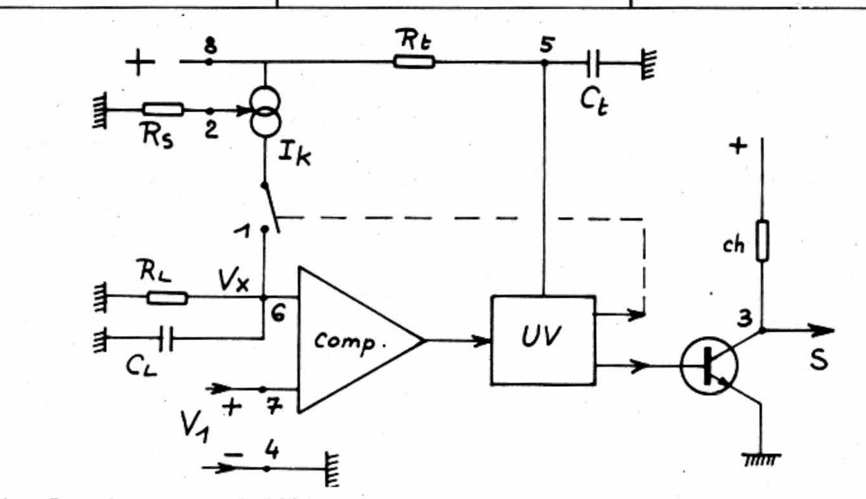


Fig. 11. – Fonctionnement du LM 331.

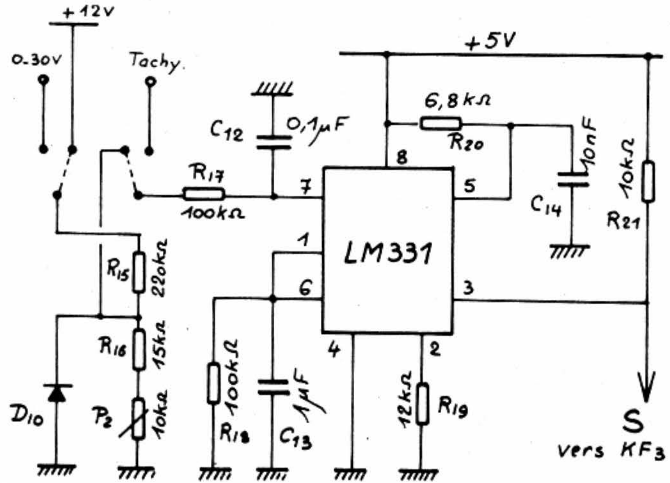


Fig. 12. – Schéma du voltmètre.

battement qui n'apparaîtrait plus à l'affichage. Mais pour réaliser cette prédivision, il faudrait monter un circuit LSTTL avec interface d'attaque ou un circuit C.MOS haute vitesse, encore peu disponible, avec également interface d'attaque. Nous avons estimé la complication inutile et préféré profiter pleinement des possibilités de l'entrée CL du 7224, supprimant la nécessité de l'interface d'adaptation. Mais libre à vous de faire autrement si cela vous convient.

Une autre remarque : à chaque changement de fonction, le timer est remis automatiquement à 0, ce qui est mieux que de le voir démarrer de n'importe quelle valeur fantaisiste. On ne peut donc pas conserver la mesure du temps précédemment écoulé. Le 7224 utilisé ne permet pas cette prouesse. Pour obtenir un tel résultat, il faudrait une mémoire associée conservant et continuant de stocker le décompte du temps et le restituant à la demande. On pense immédiatement à une solution à microprocesseur pour une telle réalisation. Mais les microprocesseurs, leurs circuits associés, les mémoires nécessaires, la difficulté de l'emploi des LCD, cela donne à réfléchir. Là encore, la sagesse consiste à se contenter de la solution certes un peu plus modeste de la présente réalisation, mais beaucoup plus simple, moins encombrante (les micros ont beaucoup de pattes !) et moins coûteuse ! Mais voici encore du pain sur la planche des insatisfaits !

Il aurait aussi été très satisfaisant d'avoir un timer non pas soit en secondes, soit en minutes, mais en heures et minutes et secondes ! Pour cela, il faut un 7224A, mais qui ne convient plus pour les deux autres fonctions ! Ce que peut l'un, l'autre ne le peut pas ! C'est bien dommage ! Il reste alors à rêver que le grand patron d'Intersil lise cet article (... la bonne plaisanterie !) et décide immédiatement de faire fabriquer un 7224XX réunissant en une seule puce les mérites des deux autres. Ce serait d'ailleurs assez simple, puisque la seule différence se tient au niveau des décades 2 × 5 qui se changent en 2 × 3. Une broche de commutation (0 ou 1) permettrait de passer d'un mode à l'autre ! Mais restons-en là de ce rêve car il est sûr qu'Intersil et son grand patron se... complètement de notre petit problème ! Il faudra donc nous contenter encore de ce qui est possible simplement, et ce n'est déjà pas si mal !

Quoi qu'il en soit, vous avez quelque trente jours pour réunir le matériel nécessaire à la réalisation. Pour vous aider dans cette entreprise, nous vous donnons ci-dessous la liste des composants, avec leurs références. A noter que, comme d'habitude, la maison Selectronic peut vous livrer tout ce petit matériel, lequel, si vous vous décidez à passer aux actes, vous permettra de posséder bientôt un super-émetteur, faisant pâlir d'envie vos petits copains du Club ! Car, convenez-en avec nous, un émetteur avec un vrai fréquencemètre incorporé, une platine à synthèse de fréquence... ça ne s'était encore jamais vu !

F. THOBOIS

Liste des composants Bloc de mesure TF7.SF

Circuit d'affichage

1 ICM7224 IPL de Intersil
1 afficheur LCD type 3913 de Hamlin
1 support DIL 40 picots tulipe
1 circuit imprimé

Circuit de fonctions

1 4060
1 4538
1 4024
1 4001
1 4070
1 LM331 AN
1 78L05
10 1N4148

R_1 : 10 MΩ
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 470 kΩ
R_4 : 470 kΩ
R_5 : 100 kΩ
R_6 : 470 kΩ
R_7 : 100 kΩ
R_8 : 56 kΩ
R_9 : 56 kΩ
R_{10} : 56 kΩ
R_{11} : 10 kΩ
R_{12} : 5,6 kΩ
R_{13} : 56 kΩ
R_{14} : 56 kΩ
R_{15} : 220 kΩ
R_{16} : 15 kΩ
R_{17} : 100 kΩ
R_{18} : 100 kΩ
R_{19} : 12 kΩ
R_{20} : 6,8 kΩ
R_{21} : 10 kΩ
C_1 : 2/22 pF
C_2 : 22 pF c
C_3 : 56 pF c
C_4 : 47 pF c
C_5 : 0,47 µF pt
C_6 : 0,47 µF pt
C_7 : 1 µF pt
C_8 : 56 pF c
C_9 : 0,1 µF c/5
C_{10} : 0,1 µF c/5
C_{11} : 47 µF pt
C_{12} : 0,1 µF c/5
C_{13} : 1 µF MKH
C_{14} : 10 nF MKH, pt perle tant. c/5 céramique pas de 5

P_1 : VA05V 10 kΩ
P_2 : VA05H 10 kΩ
1 Qz 4 096 kHz
1 Qz 32 768 Hz
1 encliquetage ESK12-2 de Jeanrenaud
1 galette pour d° SZY 4 × 3 NCC GP
1 jack 3,5 ordinaire et fiche
1 jack 3,5 stéréo et fiche
1 circuit imprimé

Petit montage pour automobile :

Réalisez un indicateur d'oubli des veilleuses

COMME son nom l'indique, le montage que nous vous proposons aujourd'hui est destiné à vous rappeler à l'ordre si vous quittez votre véhicule en laissant les veilleuses allumées. Gadget diront certains ! Libre à eux de penser cela, mais il suffit de se promener sur n'importe quel parking de taille un tant soit peu importante pour constater la réelle utilité de ce montage ; utilité que ne nous contesteront pas ceux à qui cette mésaventure est arrivée et qui ont retrouvé leur batterie complètement à plat à leur retour...

Présentation

Pour vous laisser un maximum de libertés, nous avons conçu notre montage de façon à ce qu'il ne vous avertisse que dans un cas et un seul : lorsque vous ouvrez la porte de votre voiture alors que les veilleuses sont allumées et que le contact est coupé. La détection de la présence du contact vous permet de laisser les veilleuses allumées et la clef sur la position accessoire de votre clef de contact afin, par exemple, de charger ou décharger votre véhicule à la lumière des veilleuses sans que notre montage se déclenche.

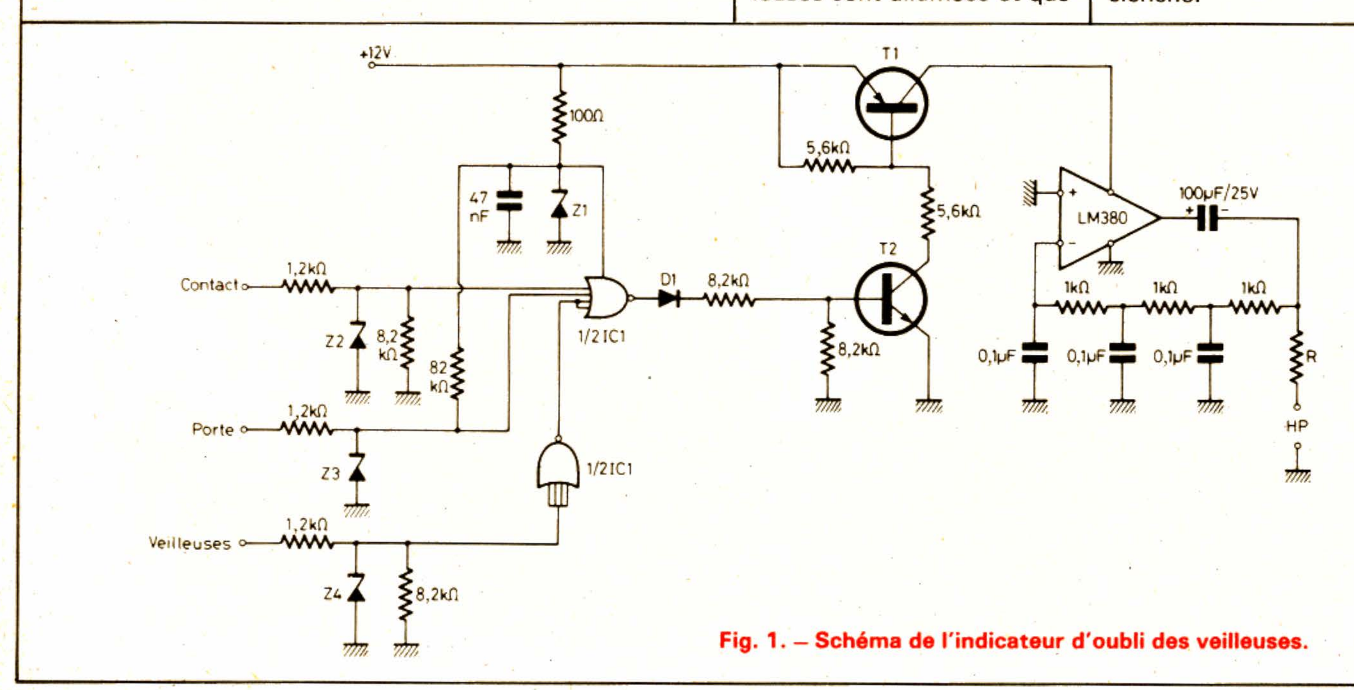
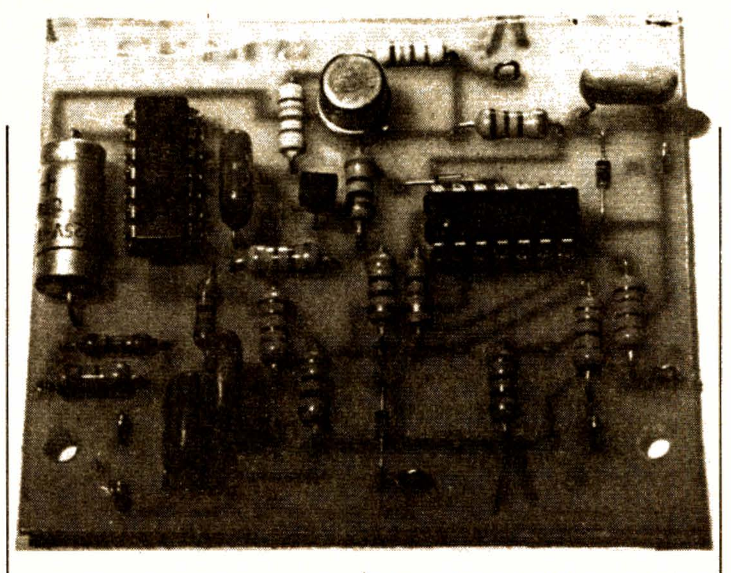


Fig. 1. – Schéma de l'indicateur d'oubli des veilleuses.



Le schéma

Il est on ne peut plus simple comme le montre la figure 1. Un circuit LM 380 qui est un ampli BF intégré est monté en oscillateur (sinusoïdal, s'il vous plaît, pour avoir une tonalité agréable à l'oreille) et peut actionner un haut-parleur. Pour se déclencher, cet ampli doit être alimenté par le transistor T_1, lui-même commandé par T_2. Lorsque la base de T_2 ne reçoit aucune tension, T_2 est bloqué et T_1 aussi. Le montage est donc silencieux. Par contre, dès que T_2 reçoit une tension positive supérieure à quelques volts, il se débloque, débloque T_1 et alimente l'ampli qui se fait entendre.

Le déblocage de T_2 est commandé par une porte NOR réalisée avec un circuit logique C-MOS, seul capable d'être alimenté en 12 V (les circuits TTL n'admettent que 5 V). Cette porte NOR délivrera une tension de 12 V environ sur sa sortie, et donc sur la base de T_2. Lorsque l'entrée contact sera à 0, porte sera à 0 et veilleuse sera au + 12 V en raison de la présence de l'inverseur constitué par une autre porte NOR située dans cette liaison. Ces conditions sont réunies, compte tenu du câblage d'une voiture classique, lorsqu'on a coupé le contact, lorsque les veilleuses sont en marche et lorsqu'on ouvre la porte. C'est bien ce que nous voulons.

Les diverses diodes Zener protègent le circuit C-MOS des surtensions toujours nombreuses et violentes qui ornent l'alimentation d'une voiture, conférant à ce montage une invulnérabilité totale dans des conditions normales d'emploi.

Le montage

Il fait appel à un circuit imprimé dont le dessin à l'échelle 1 vous est proposé en figure 2. Les composants sont classiques et leur nomenclature peut être relevée sur la figure 1. Les types des Zener et des transistors ne sont pas critiques ; pour les Zener veillez seulement à bien choisir des modèles 12 V !

La résistance R est à déterminer en fonction de la puissance que vous souhaitez donner à l'avertissement sonore, d'une part, et de l'impédance du haut-parleur, d'autre part. Cette dernière peut être quelconque et tout haut-parleur de récupération peut donc faire l'affaire. Attention à ne pas monter une résistance R trop faible, le LM 380 peut en effet sortir un bon watt ce qui ne serait pas forcément du goût de votre haut-parleur s'il est de petite taille !

Si les composants ont été mis en place dans le bon sens, le montage doit fonctionner du premier coup. Pour l'essayer, il suffit de mettre à la masse contact et portes et de relier au + 12 V veilleuses pour entendre le signal sonore. Toute autre combinaison doit laisser le haut-parleur muet.

Mise en place sur le véhicule

Le plan de câblage est des plus simples comme le montre la figure 4. Le montage sera disposé sous le tableau de bord afin de ne pas l'exposer aux intempé-

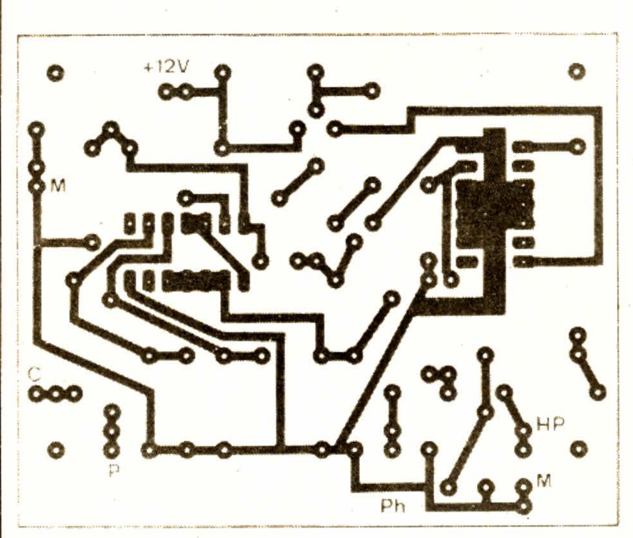


Fig. 2. – Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé.

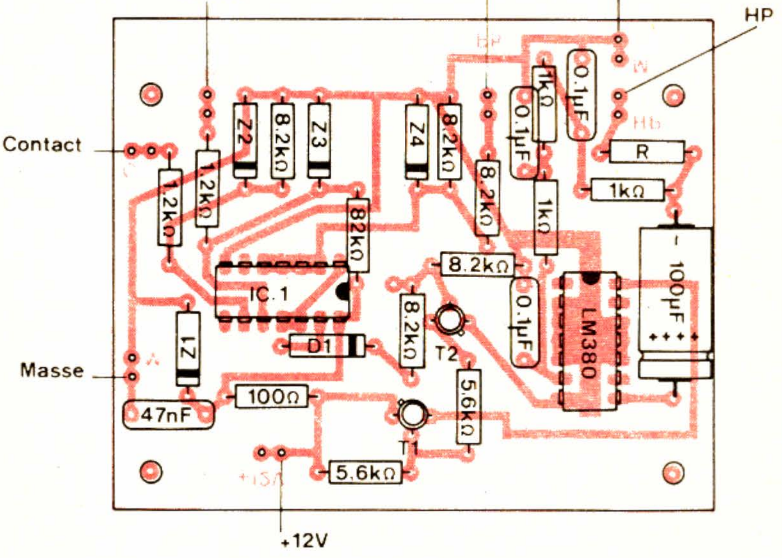


Fig. 3. – Plan d'implantation des composants.

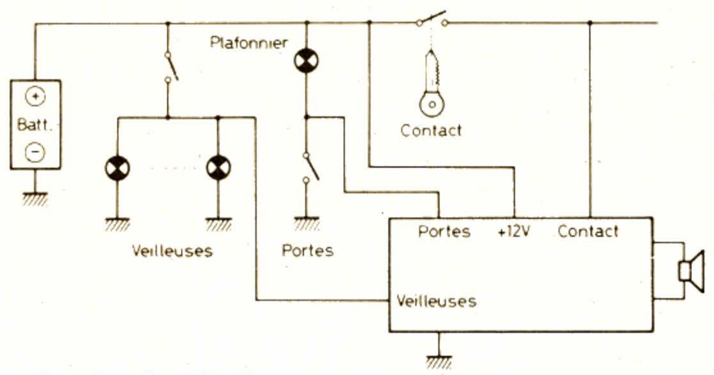


Fig. 4. – Mise en place dans le véhicule.

ries ou à la chaleur du compartiment moteur. Nous avons logé le nôtre dans un boîtier plastique qui reçoit aussi le haut-parleur, quelques trous étant aménagés pour laisser passer le son.

Si votre clef de contact comporte une position dite « accessoire » (celle où l'on connecte généralement les autoradios) il est préférable d'utiliser celle-ci à la place de contact ; cela vous permettra de laisser les veilleuses allumées en laissant la clef sur cette position sans déclencher l'alarme. Ce serait aussi possible sur contact mais cela fait chauffer dangereusement la bobine d'allumage.

Conclusion

Voici une petite amélioration peu coûteuse et utile à apporter à une voiture. La meilleure preuve qui se puisse donner est que quelques constructeurs la proposent d'ailleurs depuis peu de temps sur leurs derniers modèles.

C. TAVERNIER

Bloc-notes

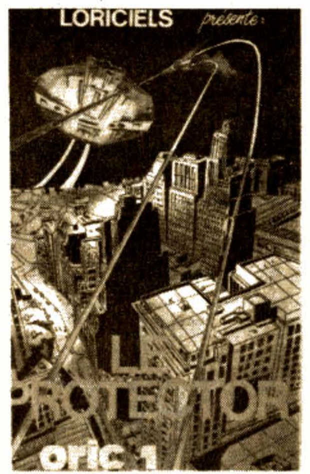
LORICIELS : DES LOGICIELS FRANCAIS

Créé avec l'intention de montrer qu'il est possible d'écrire, en France, des logiciels d'aussi bonne qualité, et à des prix tout aussi bas qu'outre-Manche, Loriciels a débuté en juin 1983, avec la ferme volonté de devenir la première maison d'édition de logiciels pour micro-ordinateurs, en France.

En quatre mois, cette société se positionne déjà comme le leader, avec plus de 25 titres différents, originaux et en français.

Pendant les quatre premiers mois de sa création, Loriciels s'est essentiellement consacrée à l'élaboration de ses utilitaires et de ses outils de travail, en repoussant au 15 octobre, volontairement, la création du réseau revendeurs. Malgré cela, de nombreux magasins, partout en France, connaissent et apprécient les Loriciels, et le nombre de ventes est déjà impressionnant.

A ce jour, tous les titres sont écrits pour l'Oric, mais déjà des projets sont en cours pour CBM 64, ZX 81, Spec-



trum, et autres ordinateurs en vogue.

Tous les auteurs aux idées originales sont les bienvenus.

Nous vous présentons ci-dessous trois nouveaux jeux d'arcades, utilisant le langage machine, et un merveilleux jeu d'aventure graphique.

Protector

Un superbe jeu d'actions, en trois tableaux, plus difficiles les uns que les autres.

Vous avez pour mission de protéger une ville contre l'agression d'envahisseurs.

Pour cette mission, vous êtes doté d'un avion qui vous permettra peut-être de résister aux ennemis qui sont largués par des soucoupes volantes, mais attention aux pluies de météorites...

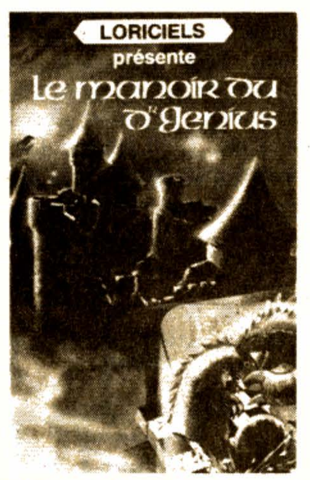
Pour compliquer encore plus ce jeu, la **rapidité est modulable**, des vitesses 1 à 9.

Galaxion

Dans ce jeu de l'espace, vous devez faire face non seulement à des vaisseaux armés de laser, mais encore à ces affreux globules qui s'en dégagent, lorsque vous atteignez votre cible. Ce jeu est compatible clavier-joystick.

Orion

Toujours un jeu d'arcades en trois tableaux, santé fragile s'abstenir. Des vaisseaux en forme de mouches vous attaquent, et lorsque vous les avez tous abattus, vous devez concentrer toutes vos forces pour abattre la base spatiale. Mais attention, une fois détruite, celle-ci se transforme en plusieurs petits vaisseaux, qui eux-mêmes relargueront des petits martiens. Tout y est.



Le Manoir du Dr Genius

Un manoir plein de mystères, tel est ce jeu d'aventures, totalement graphique.

Les 24 pièces de cet insolite manoir vous réservent plein de surprises. Armez-vous de patience, et vous arriverez, peut-être, à ressortir indemne.

Ce jeu d'aventures français fait appel aux capacités graphiques et sonores de l'Oric 1.

Toutes les pièces sont dessinées, et le son est sur trois voies.

Réalisez votre ordinateur individuel

Le Programmateur de Prom bipolaires

Le Dos double densité

COMME vous pouvez le constater à la lecture des sous-titres de cet article, nous allons aborder aujourd'hui des sujets assez divers ; mais, si l'on en juge par votre courrier, tous vous intéressent au plus haut point, aussi allons-nous sans plus tarder entrer dans le vif du sujet avec l'adaptateur pour PROM bipolaire dont nous vous avons parlé dans notre précédent numéro.

Programmation des PROM bipolaires

Le principe d'une PROM bipolaire est fondamentalement différent de celui d'une PROM effaçable aux rayons ultraviolets. En effet, dans ces dernières, la programmation se fait par charge de la grille d'un transistor MOS, grille qui est isolée dans de l'oxyde de silicium tandis que, dans une PROM bipolaire, la programmation se fait par destruction physique d'un fusible en nickel-chrome. Ces différences de principe impliquent des différences notables au niveau programmation, tant au point de vue des chronogrammes à respecter qu'au niveau des tensions et des intensités mises en œuvre.

Le programmateur d'UV-PROM que nous avons décrit dans nos deux derniers numéros ayant été prévu pour offrir un maximum de souplesse, il lui est possible de programmer les PROM bipolaires 7611 utilisées dans notre système. Cette programmation n'est cependant possible qu'au moyen d'un petit adaptateur dont nous allons voir la réalisation ci-après, adaptateur qui s'enfiche dans le support 28 pattes destiné initialement aux mémoires UVPROM. Cette solution a été retenue afin de ne pas surcharger inutilement le circuit imprimé de base du programmateur. De plus, comme toutes les PROM bipolaires ne se programment pas de la même façon, cela laisse toute liberté pour réaliser, si nécessaire, des adaptateurs pour d'autres types de PROM ou, pourquoi pas, pour des FPLA (réseaux logiques programmables).

Cela étant vu, nous allons vous présenter rapidement le principe de programmation des mémoires Harris 7611. Au risque de nous répéter, nous précisons bien que, si toutes les PROM de tailles et de brochages identiques sont compatibles entre elles en lecture (c'est-à-dire en utilisation normale), elles diffèrent par contre beaucoup au niveau programmation ; nous ne traitons ci-après que le cas des mémoires Harris choisies depuis le début de notre « ancien » mini-ordinateur et qui nous ont toujours donné toute satisfaction ; qui plus est, Harris est associé avec Matra et ces mémoires peuvent donc être considérées comme des produits français.

La programmation est donc réalisée de la façon suivante :

– Adressage du mot à programmer au moyen des lignes d'adresses ; cet adressage est analogue à celui que l'on réalise lors d'une lecture de la mémoire.
– Désélection de la mémoire en amenant les pattes CE barre au niveau logique haut (+ 5 V).
– Application, sur toutes les sorties de la PROM, d'une tension de 5 V.
– Montée de la tension d'alimentation de 5 V à 12 V + 5 – 0 % en un temps inférieur à 10 μs.
– Passage de la tension appliquée sur la sortie à programmer de 5 V à 10,5 V + 5 – 0 % pendant une durée comprise entre 90 et 110 μs.
– Programmation de la même façon des autres bits situés à la même adresse, étant entendu que l'on ne doit faire qu'un bit à la fois.
– Descente de la tension d'alimentation à 5 V.
– Validation de la PROM par mise à 0 de CE barre.
– Lecture des bits qui viennent d'être programmés.
– En cas d'erreur, répétition de la phase de programmation ci-avant jusqu'à ce que chaque bit ait reçu un temps total de programmation de 1 ms (c'est-à-dire 10 impulsions de programmation au maximum). Si, au bout de ce temps, le bit n'est pas programmé, il doit être considéré comme non programmable et la mémoire doit être rejetée.
– Lorsque ces opérations sont terminées pour l'adresse en cours, passage à l'adresse suivante.

Malgré toutes ces opérations, la programmation d'une PROM bipolaire est incomparablement plus rapide que celle d'une UVPROM (à taille égale bien sûr) car la durée maximale

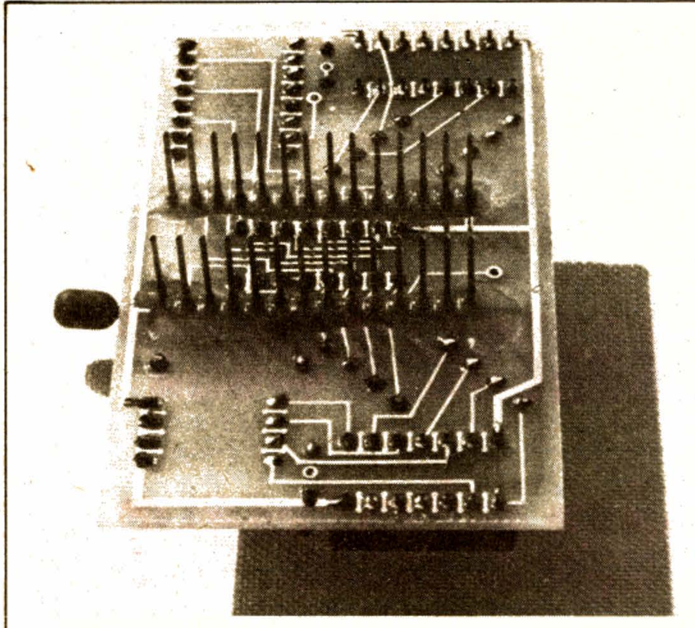


Photo 1. – Les pinoches à wrapper soudées et collées côté cuivre de l'adaptateur.

de programmation d'un bit (dans le cas d'une mauvaise mémoire) est de 1 ms contre 50 ms pour une UVPROM.

Bien que nous n'ayons pas détaillé exactement tous les chronogrammes et toutes les contraintes à respecter, vous pouvez déjà constater, en lisant ce qui précède, que la programmation des PROM bipolaires doit faire appel à une circuiterie bien étudiée, de façon à respecter avec exactitude les diverses tensions et leurs fourchettes de tolérance assez étroites. De plus, les temps de montée des tensions doivent être respectés sous peine de ne pas pouvoir programmer la mémoire (ce qui est un moindre mal) ou, ce qui est plus grave, de mal programmer celle-ci.

Il nous faut lutter ici contre une idée reçue qui consiste à dire que, de toute façon, la programmation d'une PROM bipolaire consiste à faire sauter des fusibles et que, si le fusible saute, c'est le principal. Ce raisonnement est complètement faux et nous avons vu des mémoires soi-disant bien programmées sur des « programmateurs bricolés » qui, après quelque temps d'utilisation, présentaient des niveaux logiques on ne peut plus curieux sur leurs sorties. Les cas que nous citons ne sont pas isolés et ont pu être vérifiés de nombreuses fois et, ce qu'il est amusant de noter c'est que les utilisateurs de ces « programmateurs » critiquaient les mémoires.

Notre montage, soyez sans crainte, respecte scrupuleusement les contraintes imposées par le fabricant et vous fournira des 7611 parfaitement utilisables.

Le schéma

Il est directement inspiré de la note technique fournie par Harris, moyennant adaptation à la configuration particulière de notre programmateur. Vous pouvez en prendre connaissance figure 1.

Sa partie gauche représente les numéros des pattes du support 28 broches dans lequel il s'enfiche ; c'est sur ces pattes que sont prélevées

Fig. 1. – Schéma de l'adaptateur pour 7611.

toutes les informations et tensions utiles pour les 7611. Les pattes 3 à 10 véhiculent ainsi les adresses A0 à A7 de la PROM, comme pour les UV-PROM. La patte 14 est la masse qui sert non seulement à la PROM mais aussi aux deux circuits intégrés contenus sur cet adaptateur. La patte 28, qui n'est autre que le + 5 V commuté, sert à alimenter les deux circuits intégrés de l'adaptateur tandis que la PROM est alimentée via la patte 23. Cette patte 23 peut en effet être reliée à l'alimentation programmable dont est muni le programmateur via le relais RL2 (voir schéma du programmateur dans le numéro de septembre) et il sera donc facile de la faire passer de + 5 V à + 12 V. La résistance R1, située entre cette patte 23 et la patte 1, a un rôle particulier. Si vous regardez le schéma du programmateur, vous constaterez que, si RL5 et RL2 sont collés (ce qui est le cas lors de la programmation de PROM bipolaires), R1 vient en parallèle sur la résistance de 6,8 Ω de limitation de courant de l'alimentation programmable. C'est tout à fait normal et voulu ; en effet, si les UV-PROM ne consomment qu'un courant minime sur cette alimentation « haute tension » lors de la programmation, courant que nous avons limité à 100 mA grâce à la résistance de 6,8 Ω, les PROM bipolaires consomment beaucoup plus et il nous fait réduire cette résistance de limitation de courant à environ 1 Ω.

La patte 27, quant à elle, permet d'agir sur les CE barre de la 7611 pour la valider ou la dévalider selon le besoin.

Les connexions au niveau des sorties de données de la PROM sont, par contre, plus curieuses et méritent un peu d'attention. Il y est fait appel à deux circuits différents : un 7406 qui est un sextuple inverseur à collecteur ouvert en technologie TTL et un 4049 qui est un sextuple inverseur en technologie C-MOS. Pourquoi ces deux circuits ? Tout simplement à cause des tensions à manipuler sur les sorties de la PROM pendant la programmation. Au repos, ou lorsque l'on ne souhaite pas programmer un bit, les entrées des 7406 sont à 1, leurs sorties sont donc à 0 et si la tension de programmation est de 12 V, cela ramène 5 V sur les sorties de la 7611, ce qui est bien ce que nous avons indiqué dans le précédent paragraphe. Pour programmer un bit, il suffit de faire passer l'entrée du 7406 correspondante à 0, la sortie passe alors à 1 et fait monter à 10,5 V la sortie de la 7611, ce qui est également ce que nous avons indiqué.

Il est évident que, pour que ces tensions soient respectées, il ne faut pas modifier les valeurs des résistances de 390 Ω et de 220 Ω de la figure 1. D'autre part, vu les tensions mises en œuvre et leur mode d'obtention, il était impératif d'utiliser une porte à collecteur ouvert d'où le choix du 7406.

Pour la lecture de la mémoire, soit après programmation, soit simplement parce que vous voulez la lire, un 4049 C-MOS prélève les informations présentes sur les sorties de la 7611. Il est nécessaire d'utiliser ici un circuit logique C-MOS car, pendant la phase de programmation, une tension de 10,5 V est présente sur les sorties de la PROM et, si l'on utilisait un circuit TTL, il n'apprécierait pas du tout ! Le C-MOS n'aime pas mieux cela car il est alimenté sous 5 V pour délivrer en sortie des signaux TTL, mais les résistances de 100 kΩ le protègent, permettant aux circuits de protection de ses entrées de jouer leur rôle.

Remarquez que, pour nous simplifier la tâche, et parce que nous avions la place, nous faisons passer les 4 bits à programmer sur les lignes de poids faibles des données et les 4 bits lus sur les lignes de poids forts des données. Cela fait économiser un circuit sur l'adaptateur et ne vous complique pas le travail, puisque le logiciel du programmateur fait tout seul les corrections nécessaires.

La réalisation

Vu la simplicité de la figure 1, vous vous doutez qu'elle ne doit pas être très complexe. Cependant, pour conserver à l'adaptateur une taille raisonnable et pour ne pas gâcher le fini professionnel du programmateur, nous avons fait appel à un circuit imprimé double face à trous métallisés. Les films de ses deux faces sont présentés figures 2 et 3 afin que vous puissiez, si vous le désirez, le réaliser vous-même. Dans le cas contraire, ce circuit est disponible, comme à l'accoutumée, chez FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis.

La nomenclature des composants est indiquée figure 4 et est vraiment dépouillée. Toutes les résistances sont des modèles 5 % 1/4 de watt sauf R1 qui est une 1 Ω bobinée (1 W minimum). Pour ce qui est des supports, nous vous conseillons d'en utiliser pour le 7406 et le 4049 qui, en cas de 7611 vraiment défectueuse, seraient susceptibles de rendre l'âme. Pour la 7611, nous avons adopté la

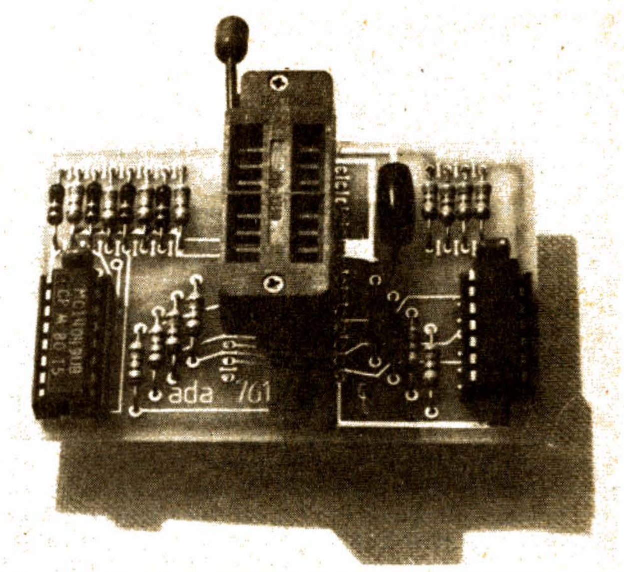


Photo 2. – L'adaptateur terminé muni de son support à force d'insertion nulle.

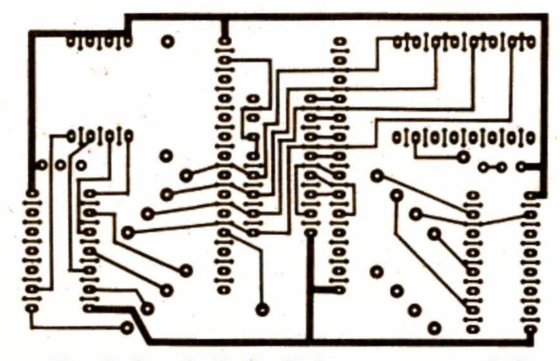


Fig. 2. – Circuit imprimé de l'adaptateur vu côté cuivre, échelle 1.

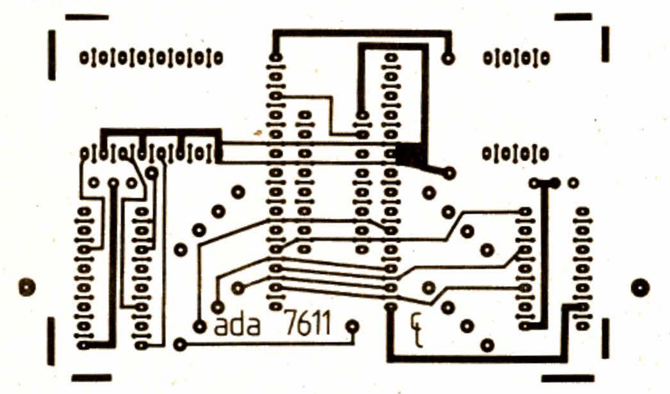


Fig. 3. – Circuit imprimé de l'adaptateur vu côté composants, échelle 1.

même méthode de montage que pour le support à force d'insertion nulle à 28 pattes du programmateur. Nous avons donc soudé un support à force d'insertion nulle 16 pattes sur un support « normal » 16 pattes, qui vient s'enficher dans un autre support « normal » 16 pattes soudé à demeure sur le circuit adaptateur. Les photos et les figures de notre dernier article doivent éclairer votre lanterne si cela vous paraît obscur.

Si vous avez lu en détail la nomenclature de la figure 4, vous avez pu être intrigués par le support à wrapper 12 pattes. Celui-ci permet très facilement de réaliser les pinoches rigides qui vont permettre à l'adaptateur de s'enficher dans le support 28 pattes du programmateur comme nous allons le voir lors du montage.

Le plan d'implantation est indiqué figure 5 et nécessite quelques commentaires. En effet, la première opération à effectuer consiste à mettre en place le support 28 pattes à wrapper, côté composants, en prenant bien soin de ne pas le plaquer sur le CI. Ses pattes à wrapper doivent donc dépasser côté cuivre d'un bon centimètre. Soudez alors celles-ci et, côté cuivre toujours, déposez une bonne couche de colle sur les pastilles au travers desquelles elles passent. Faites attention à ce que cette colle ne bave pas sur des pastilles voisines, ce qui compliquerait votre travail de soudure ultérieur. Nous avons utilisé de la colle UHU rapide à deux composantes mais l'Araldite rapide convient aussi bien. Lorsque la colle est sèche (comptez au minimum six heures), coupez les pattes du support côté composants de façon à ne laisser subsister de ce dernier que les morceaux de pattes de 1 cm qui dépassent côté cuivre et que vous venez de coller. Ce procédé, un peu farfelu de prime abord, vous permet de disposer de 28 pattes très rigides et parfaitement alignées qui permettront ainsi un enfichage facile de votre adaptateur dans le support à force d'insertion nulle du programmateur.

Afin de ne pas endommager les pastilles sur lesquelles sont soudées les pattes du support à wrapper, la phase collage et son temps de séchage doivent impérativement être respectés ; de plus, vu la rigidité des pattes à wrapper, il faut couper celles-ci avec délicatesse pour la même raison.

Les autres composants de l'adaptateur peuvent alors être montés sans difficulté. Veillez simplement à ne pas intervertir de résistances et respectez bien le sens du 7406 et du 4049.

Fig. 5. – Implantation des composants de l'adaptateur.

Nbre	Types et équivalents	Remarques
1	MC 14049, CD 4049	4049 C.MOS
1	SN 7406, DM 7406	7406 TTL
4	100 kΩ 1/4 W 5 %	
4	4,7 kΩ 1/4 W 5 %	
4	390 Ω 1/4 W 5 %	
4	330 Ω 1/4 W 5 %	
4	220 Ω 1/4 W 5 %	
1	1 Ω 1 W minimum	
2	22 nF céramique multicouches	
1	support 14 pattes	voir texte
3	supports 16 pattes	voir texte
1	support 16 pattes à force d'insertion nulle	
1	Support à wrapper 28 pattes	voir texte

Fig. 4. – Nomenclature des composants.

Les essais

Ils seront très brefs puisque le fonctionnement du montage est immédiat,et que le logiciel du programmateur de PROM est déjà prévu pour le recevoir. La première chose à faire, si ce n'est pas fait depuis notre dernier article, est de régler la tension de programmation 12 V au moyen de la commande Z du programmateur. Une fois ce réglage effectué, il est possible d'utiliser l'adaptateur compte tenu des conseils et remarques ci-après.

L'adaptateur comportant des circuits actifs, il ne doit pas être mis en place ou enlevé sous tension ; pour ce faire il est, comme les UVPROM, alimenté par le 5 V commuté du programmateur. Cela signifie que vous pouvez le mettre et l'enlever sans crainte, toutes les fois que la LED du programmateur est éteinte.

Son sens d'insertion peut être observé sur le plan d'implantation, le repère « ada 7611 » du circuit imprimé devant se trouver au niveau de la patte 14 du support à force d'insertion nulle du programmateur.

La mémoire 7611 doit être insérée dans le même sens que les UVPROM, c'est-à-dire ergot à l'opposé du repère « ada 7611 ». Remarquez que, pour éviter toute confusion, ou même tout doute, la mémoire se trouve ainsi dans le même sens que le 7406 et le 4049.

Toutes les commandes dont vous disposez avec les UV-PROM sont utilisables ici mais nécessitent un commentaire quant à la représentation en mémoire du contenu de la 7611. En effet, les mémoires 7611 étant des mémoires organisées en mot de quatre bits, nous avons décidé que ces quatre bits seraient les bits de poids faibles des données présentes en RAM. Ainsi, la sortie O0 de la mémoire correspond à D0, la sortie O1 à D1, la sortie O2 à D2 et la sortie O3 à D3, les bits D4 à D7 étant inutilisés. D'autre part, les 7611 vierges sont livrées avec toutes les sorties à 1 ; elles contiennent donc F (si l'on représente leurs quatre bits de données en hexadécimal) à toutes les adresses. En conséquence, et pour être cohérent si un jour nous voulons programmer des PROM bipolaires 8 bits, le contenu de la RAM servant d'image à une PROM bipolaire est FX, où F représente la mise à 1 des quatre bits inutilisés D4 à D7 et où X est n'importe quelle valeur de 0 à F représentant le contenu des quatre bits de la PROM. La figure 6 concrétise cela au moyen d'un petit exemple.

En d'autres termes, cela signifie que, si vous transférez une PROM bipolaire en RAM, vous lirez ensuite dans celle-ci une suite de FX où seuls les X auront une signification. Et si vous voulez programmer une PROM bipolaire, il vous faudra écrire dans la RAM que vous allez recopier dans la PROM une suite de FX où, ici encore, seuls les X auront une signification. En fait, il est possible d'écrire YX dans la RAM avec Y quelconque mais comme, lors de la relecture de la PROM, les quatre bits D4 à D7 sont lus à F, vous auriez des indications d'erreurs de pro-

grammation qui n'en seraient pas.

Pratiquement, pour programmer des 7611, nous initialisons à FF la zone de RAM que nous utilisons et, au moyen de la commande M de TAVBUG09, nous modifions les quelques octets à programmer, ce qui va très vite.

Rappelons aussi, car cela peut vous être utile, que les 7611 contiennent F lorsqu'elles sont vierges ; cela signifie que, si vous avez programmé un bit à 0 par erreur, il ne sera pas possible de corriger ; par contre, si vous avez oublié de programmer un ou plusieurs bits à 0, il vous est toujours possible de passer à nouveau la mémoire sur le programmateur pour rattraper cet oubli.

Enfin, dernière remarque à propos des 7611 et des PROM bipolaires en général, ces mémoires ne sont pas toutes programmables et il existe un déchet de 5 % environ. Ne soyez donc pas surpris si vous avez des mémoires que vous ne pouvez programmer. Ce qu'il faut savoir, par contre, c'est que Harris procède à l'échange gratuit de ces mémoires non programmables et qu'en conséquence votre fournisseur (intermédiaire entre Harris et vous) doit faire de même. Il est par ailleurs souhaitable, lorsque vous retournez une mémoire non programmable, d'indiquer la ou les adresses en défaut mais ce n'est nullement une obligation. Attention, si vous grillez une mémoire en faisant une fausse manip, ne la retournez pas en la déclarant non programmable ; d'une part c'est malhonnête (mais là nous ne vous apprenons rien), d'autre part, le fournisseur peut, dans certains cas, s'apercevoir que c'est vous le responsable du prétendu défaut...

Le DOS et la double densité

Nous vous l'avons annoncé depuis longtemps, nous avons dit et écrit que la carte IFD09 fonctionnait en double densité et que seuls quelques problèmes logiciels nous empêchaient de vous parler de double densité ; tout cela est maintenant résolu et nous vous indiquons aujourd'hui comment faire pour transformer votre DOS de simple densité en simple ou double densité avec commutation automatique et instantanée d'un mode à l'autre. Si l'auteur est heureux de vous présenter ces améliorations, c'est bien sûr parce que cela constitue une amélioration globale des performances du système mais c'est aussi, il faut le reconnaître, parce que cela met fin à des propos pas toujours aimables et complètement injustifiés sur le fonctionnement en double densité de la carte IFD09.

Les modifications que nous décrivons ci-après vont donc vous permettre de disposer d'un DOS au comportement rigoureusement identique à ce que vous connaissez jusqu'à maintenant mais qui sera simple ou double densité, le passage d'un mode à l'autre étant entièrement automatique. Une telle possibilité est offerte par la carte IFD09 qui dispose d'un système de commutation simple/double densité accessible par programmation ce qui, vous allez le voir, simplifie votre travail à l'extrême.

Principe du DOS simple/double densité

Les modifications que nous vous proposons vont avoir pour but de permettre de fonctionner en double densité, nous l'avons dit, elles vont aussi permettre au DOS de reconnaître automatiquement la densité d'une disquette, de se positionner de façon à pouvoir travailler correctement et de mémoriser la densité de celle-ci de façon à ne pas avoir à faire de recherche tant que l'on ne change pas de disquette. Cette façon de faire vous permet de mélanger les disquettes simple et double densité sans avoir à vous soucier de quoi que ce soit. En effet, aucune commande d'affectation de densité à un lecteur particulier n'existe.

Vous pouvez tout de même être en droit de vous demander comment il faut s'y prendre pour faire une disquette double densité ; en effet, c'est bien beau d'avoir un DOS qui sait reconnaître la densité d'une disquette et qui sait travailler avec, encore faut-il pouvoir produire des disquettes double densité. Ce rôle est bien sûr confié à la commande FORMAT qui, moyennant une petite adjonction décrite elle aussi dans les lignes qui suivent, vous posera, lors du formatage, une question supplémentaire pour savoir si vous voulez formater votre disquette en simple ou double densité.

Cela étant dit, et la magie et l'électronique n'ayant aucun lien commun, voyons comment procède le DOS pour trouver la densité d'une disquette. C'est tout simple et cela fait appel à une possibilité du DOS dont vous ne vous apercevez pas dans 99 % des cas. Le DOS, en effet, possède la propriété, lorsqu'il détecte une erreur de lecture dans un fichier, d'essayer à nouveau de lire ce fichier et ce trois fois de suite. S'il détecte une erreur les trois fois, il décrète que le fichier est vraiment en erreur mais pas avant. Nous avons donc fait appel à ce principe de la façon suivante : le DOS essaie de lire une disquette en simple densité ; s'il n'y arrive pas, c'est soit qu'il y a une erreur dans le fichier recherché, soit que la disquette est double densité ; lors du deuxième essai, l'on commute donc la densité et le DOS essaie une lecture en double densité ; s'il n'y arrive toujours pas, c'est qu'il y a erreur dans le fichier et, lors du troisième essai, l'on remet le DOS en simple densité. Si, au deuxième essai, le DOS est arrivé à lire la disquette, c'est que celle-ci est double densité. L'on mémorise donc le numéro du lecteur où se trouve la disquette en notant qu'elle est double densité ; ainsi, lors des accès successifs à cette même disquette, il n'y aura plus besoin de la phase d'essai puisque le DOS accèdera d'office en double densité. Si la disquette est changée pour un modèle simple densité après cette mémorisation, aucun problème, le DOS essaiera d'y accéder en double densité, cela le conduira à une erreur de lecture qui fera alors commuter la densité en simple et au deuxième essai l'accès sera correct.

En résumé, le DOS fait une erreur d'accès à chaque changement de densité de disquette dans un lecteur donné ; erreur dont vous ne vous apercevez pas (et la disquette non plus rassurez-vous) puisque le DOS la corrige de lui-même et se positionne sur la bonne densité. C'est tout simple n'est-ce pas ?

Les modifications à faire

Elles sont peu nombreuses et à la portée de tous, comme vous allez le constater. La seule règle à respecter étant de suivre à la lettre nos indications même s'il vous semble, en un ou deux endroits, que l'on pourrait peut-être faire autrement. Précisons tout de suite que les listings publiés dans ces pages et les indications données ci-après sont exactement ceux utilisés par l'auteur pour faire cette transformation et le présent article est composé sur une disquette double densité (les éventuelles

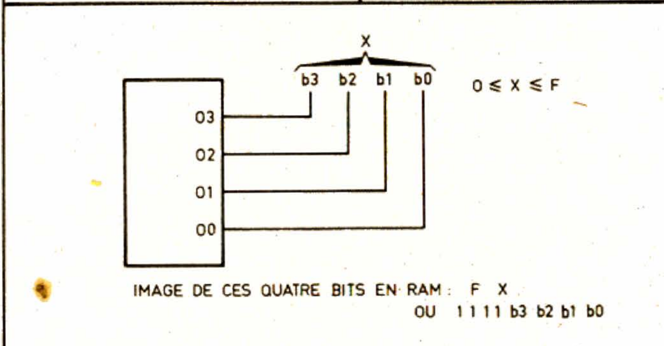


Fig. 6. – Correspondance entre contenu de la RAM et contenu de la PROM.

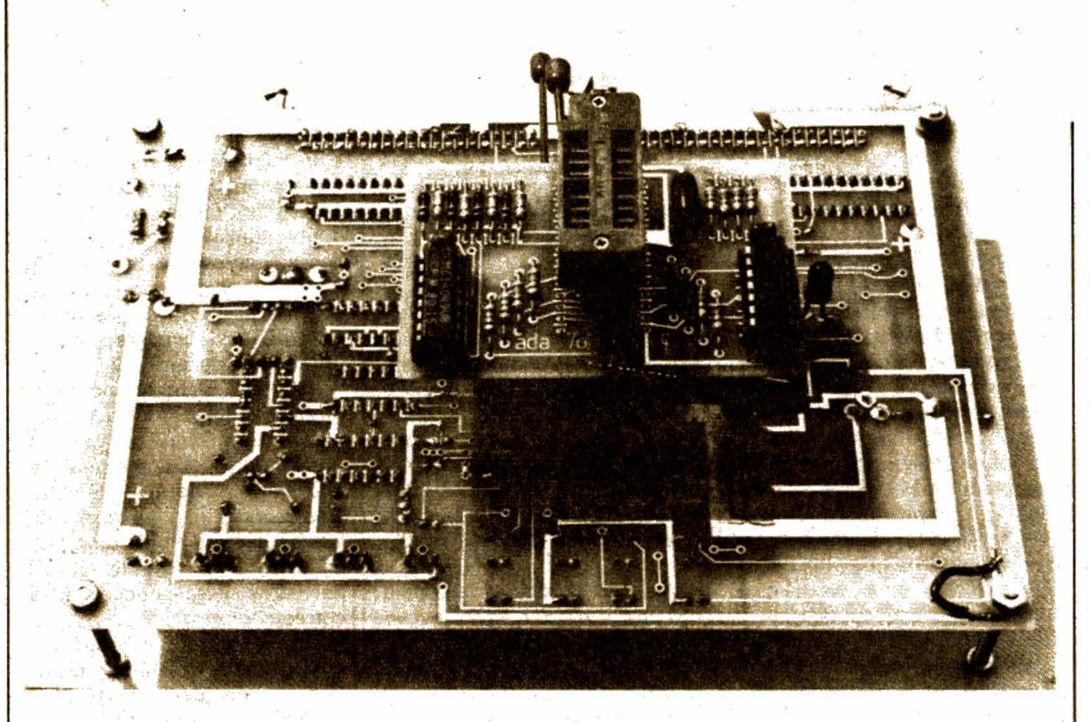


Photo 3. – L'adaptateur enfiché dans le support du programmateur.

coquilles d'imprimerie ne viennent pas de la disquette...). Les modifications à accomplir sont de trois ordres :

– Une modification matérielle du système consistant à accélérer un peu le 6809 qui s'est avéré trop lent pour formater des disquettes en double densité (il aurait été possible de le faire sans cela, mais il aurait fallu utiliser des interruptions ce qui aurait compliqué inutilement le système et entraîné des modifications matérielles sur certaines cartes).

– Une modification au niveau du DOS pour le rendre capable de lire, d'écrire et de détecter les disquettes simple et double densité.

– Une modification de la commande FORMAT lui permettant de formater les disquettes double densité.

La modification matérielle est très simple et ne doit pas vous poser de problème. Elle consiste à remplacer le quartz 4 MHz du 6809 (carte CPU09) par un quartz à 5,068 MHz. Cette fréquence est une valeur normalisée et ce quartz se trouve chez tous les revendeurs de matériel micro-informatique ; c'est d'ailleurs celui-là que nous avons utilisé dans le terminal vidéo de décembre 1981. Ce remplacement se fait purement et simplement sans retoucher quoi que ce soit sur la carte CPU09.

Théoriquement, le 6809 normal ainsi que les PIA, ACIA et PTM normaux ne peuvent pas fonctionner à plus d'un mégahertz de fréquence d'horloge bus (rappelons que l'horloge bus a une fréquence égale à celle du quartz du 6809 divisée par 4). Pratiquement, les expériences que nous avons pu réaliser sur de très nombreux échantillons de ces circuits nous permettent de vous assurer que la majorité d'entre eux acceptent très bien cette petite accélération de régime. Il faut dire qu'au niveau bus elle est minime puisque de 1 MHz de fréquence d'horloge on passe à 1,26 MHz.

Une fois ce changement réalisé, essayez votre carte CPU09 seule (ou avec IVG09 si vous n'avez pas de terminal). Elle doit fonctionner comme par le passé. Si ce n'est pas le cas, il faut déterminer quel est le ou les éléments responsables. Cela peut être le 6809, le 6820 ou 21, le 6850 ou le 6840. La RAM et la PROM de la carte ont des temps d'accès suffisants pour ne pas vous causer de soucis. La détermination de l'élément en cause se fait de la façon suivante :

– Après un RESET, vérifiez que A16 est à 1 et A17 à 0 au moyen d'un simple contrôleur universel. Si ce n'est pas le cas le PIA est sans doute en cause.

– Si c'est le cas, vérifiez qu'un signal carré sort bien du PTM à destination de l'ACIA (patte 27 du PTM). Cette vérification peut être faite au contrôleur universel, auquel cas vous lirez environ 2 à 3 V sur cette sortie si tout est normal, ou à l'oscilloscope, auquel cas vous verrez un signal rectangulaire à la fréquence correspondant à la vitesse de travail de l'ACIA. Si rien ne sort du PTM, ce circuit est sans doute en cause.

– Si vous travaillez avec un terminal, deux cas peuvent s'être produits : vous n'avez rien vu sur l'écran après un RESET et, dans le cas où vous avez fait les vérifications précédentes et qu'elles n'ont rien donné, votre ACIA est sans doute en cause ; si vous avez eu des caractères quelconques, votre carte CPU09 doit fonctionner normalement mais, la vitesse de travail de la liaison avec le terminal étant liée à la fréquence d'horloge, il vous faut corriger TAVBUG09 en conséquence comme indiqué ci-après.

– Si vous travaillez avec la carte IVG09 et dans le cas où les vérifications précédentes se sont bien déroulées et si vous n'obtenez rien sur l'écran, il faudra alors songer à incriminer le 6845.

Dans le cas où les vérifications ci-avant vous ont conduit à incriminer un circuit, la solution radicale consiste à le remplacer par un circuit identique mais de référence 68AXX (68A21 pour le PIA, 68A40 pour le PTM, 68A50 pour l'ACIA et 68A09 pour le 6809) ; en effet, les circuits 68AXX peuvent fonctionner de façon garantie jusqu'à 1,5 MHz de fréquence d'horloge bus ce qui est plus que suffisant.

Mais, répétons-le, ces problèmes ne devraient constituer que des cas isolés et la majorité des composants de la famille 68XX doivent accepter ces augmentations de vitesse.

Ces vérifications étant faites, il va vous falloir accélérer la carte RAM dynamique ; pour ce faire, il suffit tout simplement de remplacer le condensateur C1 (*HP* n° 1683 page 91) par un 330 pF environ. Une petite expérimentation peut s'avérer nécessaire à ce niveau, vu les tolérances sur les seuils des niveaux de basculement des circuits TTL 7414. Cette expérimentation est sans danger et peut être conduite très facilement, non pas au moyen du test mémoire mais, plus efficacement, en essayant de charger le DOS et de faire fonctionner celui-ci (édition de fichiers, assemblages, utilisation du Basic si vous en disposez, etc.).

Avant de procéder aux modifications logicielles que nous allons décrire maintenant, il est sage d'utiliser votre système ainsi accéléré pendant plusieurs jours, de façon à vous assurer que son fonctionnement est irréprochable et identique à ce que vous aviez avant l'augmentation de vitesse.

Si vous utilisez un terminal

Comme nous l'avons expliqué, la vitesse de fonctionnement de la liaison série asynchrone de la carte CPU09 est liée à la fréquence d'horloge bus ; en effet, l'horloge de l'ACIA de cette liaison est fabriquée par le timer 6840 dont la référence de temps est l'horloge bus. Si donc vous uti-

lisez un terminal relié à cette liaison série, il va vous falloir modifier les constantes d'initialisation du timer contenues dans TAVBUG09 V1.0. Cette modification peut être faite sur n'importe quel programmateur de PROM par recopie de TAVBUG09 V1.0, en modifiant seulement les valeurs indiquées dans le tableau de la figure 7.

Ces modifications ne concernent évidemment que ceux d'entre vous qui utilisent un terminal sur cette liaison série et non les possesseurs d'une carte IVG ou IVG09.

Toutefois, même si vous utilisez une carte IVG ou IVG09, il se peut que vous soyez concernés par ces modifications dans le cas où vous avez connecté une imprimante sur cette liaison, puisque nous vous en avions donné la possibilité dans un récent numéro. Si tel est votre cas, il vous suffit de procéder comme indiqué ci-avant.

Le logiciel

Si vous procédez comme indiqué, et avec ordre et méthode, il doit vous falloir moins d'une demi-heure (et encore avons-nous supposé que vous ne frappiez pas vite !) pour avoir un système double densité à partir de maintenant.

Précisons que, même si vous n'avez pas accéléré votre système, vous pouvez cependant faire ces modifications logicielles. Le DOS et la commande FORMAT obtenus fonctionnent quelle que soit la fréquence d'horloge bus sous réserve de rester en simple densité. Si vous voulez expérimenter, vous pourrez même constater que, le DOS ainsi modifié et sans avoir accéléré le système, il vous est possible de lire les disquettes double densité mais de les lire seulement. Pour les écrire et les formater, le 6809 à 1 MHz d'horloge bus est trop lent...

La première modification va se situer au niveau de la commande FORMAT et va présenter deux volets. En effet, la commande FORMAT accomplit deux fonctions : la première est le formatage proprement dit de la disquette, c'est-à-dire l'inscription sur celle-ci d'informations indispensables telles que numéros de pistes, de faces, de secteurs, etc. ; la deuxième consiste à placer sur la piste 0 le chargeur du DOS pour le cas où la disquette ainsi formatée serait utilisée pour ce faire. Cette fonction est dévolue à la commande FORMAT, car il n'existe pas de commande du DOS capable de placer de l'information et, à plus forte raison, un programme sur la piste 0. Il va donc nous falloir modifier le chargeur du DOS et la commande FORMAT proprement dite.

Pour ce faire, la première opération à accomplir consiste à éditer puis à assembler le programme dont le listing vous est présenté figure 8. Nous vous conseillons de respecter scrupuleusement toutes les indications de ce listing et, même si elles ne vous plaisent pas, ne changez pas les noms des étiquettes, cela accroît le risque d'erreur. Pour faciliter notre exposé, nous appellerons ce programme LOADHP dans la suite de cet exposé. Vous disposez donc, après édition puis assemblage, de LOADHP.BIN. Vérifiez bien, avant de continuer, que votre listing d'assemblage est en tout point identique à celui de la figure 8.

Effectuez ensuite les opérations suivantes :

– GET FORMAT.CMD qui charge votre commande FORMAT et l'ancien chargeur du DOS en mémoire.

– GET LOADHP.BIN qui

Adresse	Contenu initial	Contenu modifié
FE09	1B	64
FE0C	67	82
FE0F	19	20

Fig. 7. – Modification de TABUG09 V1.0 après accélération de l'horloge du 6809 pour rendre les vitesses de la liaison série correctes.

```
CHARGEUR DOUBLE DENSITE              1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    1

                        *MODIFICATION DU CHARGEUR DU DOS
                        *POUR FONCTIONNEMENT EN DOUBLE DENSITE
                        *C.TAVERNIER
                        *LE 27 SEPTEMBRE 1983

                        *DEFINITION DES CONSTANTES

 C107                           ORG     $C107
 C107 00                DNS     FCB     0
 C108 C100                      FDB     $C100
 C10A 0000                      FDB     0
 C10C 00                CURSID  FCB     0
                  C300  SCTBUF  EQU     $C300

                        *LECTURE D'UN SECTEUR SIMPLE
                        *ET DOUBLE DENSITE

                  E000  COMREG  EQU     $E000
                  E001  TRKREG  EQU     COMREG+1
                  E002  SECREG  EQU     COMREG+2
                  E003  DATREG  EQU     COMREG+3
                  E080  DRVREG  EQU     COMREG+$80
                  0002  DRQ     EQU     2
                  0001  BUSY    EQU     1
                  001C  RDMSK   EQU     $1C
                  008C  RDCMN0  EQU     $8C
                  008E  RDCMN1  EQU     $8E
                  001B  SKCMND  EQU     $1B

 C16E                           ORG     $C16E

                  00E0          SETDP   $E0

 C16E 34    0A          READ    PSHS    DP.A
 C170 86    E0                  LDA     #$E0
 C172 1F    8B                  TFR     A.DP
 C174 35    02                  PULS    A
 C176 8D    3D                  BSR     SEEK
 C178 7D    C10C                TST     CURSID
 C17B 26    04                  BNE     SAUT1
 C17D 86    8C                  LDA     #RDCMN0
 C17F 20    02                  BRA     SUIT1
 C181 86    8E          SAUT1   LDA     #RDCMN1
 C183 97    00          SUIT1   STA     COMREG
 C185 8D    65                  BSR     DEL28
 C187 5F                        CLRB
 C188 8E    C300                LDX     #SCTBUF
 C18B 96    00          READ3   LDA     COMREG
 C18D 85    02                  BITA    #DRQ
 C18F 26    08                  BNE     READ5
 C191 85    01                  BITA    #BUSY
 C193 26    F6                  BNE     READ3
 C195 1F    89                  TFR     A.B
CHARGEUR DOUBLE DENSITE              1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    2

 C197 20    09                  BRA     READ6
 C199 96    03          READ5   LDA     DATREG
 C19B A7    80                  STA     0,X+
 C19D 5A                        DECB
 C19E 26    EB                  BNE     READ3
 C1A0 8D    0C                  BSR     WAIT
 C1A2 C5    10          READ6   BITB    #$10
 C1A4 27    03                  BEQ     READ8
 C1A6 73    C107                COM     DNS
 C1A9 C5    1C          READ8   BITB    #RDMSK
 C1AB 35    08                  PULS    DP
 C1AD 39                        RTS

                        *ATTENTE DE FIN DE COMMANDE

 C1AE D6    00          WAIT    LDB     COMREG
 C1B0 C5    01                  BITB    #BUSY
 C1B2 26    FA                  BNE     WAIT
 C1B4 39                        RTS

                        *SEEK

 C1B5 7F    C10C        SEEK    CLR     CURSID
 C1B8 7D    C107                TST     DNS
 C1BB 27    0E                  BEQ     SIMPLE
 C1BD 34    02                  PSHS    A
 C1BF 86    FA                  LDA     #%11111010
 C1C1 97    80                  STA     DRVREG
 C1C3 35    02                  PULS    A
 C1C5 C1    12                  CMPB    #18
 C1C7 23    11                  BLS     SEEK1
 C1C9 20    0C                  BRA     SEEK2
 C1CB 34    02          SIMPLE  PSHS    A
 C1CD 86    FE                  LDA     #%11111110
 C1CF 97    80                  STA     DRVREG
 C1D1 35    02                  PULS    A
 C1D3 C1    0A                  CMPB    #10
 C1D5 23    03                  BLS     SEEK1
 C1D7 7A    C10C        SEEK2   DEC     CURSID
 C1DA D7    02          SEEK1   STB     SECREG
 C1DC 91    01                  CMPA    TRKREG
 C1DE 27    0C                  BEQ     DEL28
 C1E0 97    03                  STA     DATREG
 C1E2 8D    08                  BSR     DEL28
 C1E4 86    1B                  LDA     #SKCMND
 C1E6 97    00                  STA     COMREG
 C1E8 8D    02                  BSR     DEL28
 C1EA 8D    C2                  BSR     WAIT

                        *BOUCLE DE DELAI

>C1EC BD    C1EF        DEL28   JSR     DEL14
>C1EF BD    C1F2        DEL14   JSR     DEL
 C1F2 39                DEL     RTS

                                END
```

Fig. 8. – Listing du chargeur du DOS simple et double densité.

```
FORMAT 6809 40/80 SIMPLE/DOUBLE       1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    1

                              *MODIFICATIONS DE LA COMMANDE FORMAT
                              *POUR FONCTIONNEMENT DOUBLE DENSITE
                              *C.TAVERNIER
                              *LE 26 SEPTEMBRE 1983

                              *MODIFICATIONS PONCTUELLES

 019E                                ORG     $19E

 019E 21                             FCB     $21

 0216                                ORG     $216

 0216 10                             FCB     $10

 0266                                ORG     $266

 0266 14F6                           FDB     $14F6

 0277                                ORG     $277

 0277 2198                           FDB     $2198

                              *SOUS PROGRAMME D'ECRITURE D'UNE PISTE

                              * CONSTANTES
                E000          COMREG  EQU    $E000
                E001          TRKREG  EQU    COMREG+1
                E002          SECREG  EQU    COMREG+2
                E003          DATREG  EQU    COMREG+3
                DE1E          CURDRV  EQU    $DE1E
                DE1F          DRVTRK  EQU    CURDRV+1
                DE23          CURSID  EQU    CURDRV+5
                00F4          WTCMD0  EQU    $F4
                00F6          WTCMD1  EQU    $F6
                0800          WORK    EQU    $0800
                14F6          SWKEND  EQU    $14F6
                2198          DWKEND  EQU    $2198
                0024          DRN     EQU    $24
                0027          DENSE   EQU    $27

                E080          DRVREG  EQU    $E080

 0710                                ORG     $710

 0710 8E      0024          WRTTRK  LDX     #DRN
 0713 30      1D                    LEAX    -3,X
 0715 A6      03                    LDA     3,X
 0717 8D      73                    BSR     FNDTRK
 0719 F6      E001                  LDB     TRKREG
 071C E7      84                    STB     0,X
 071E C6      01                    LDB     #1
 0720 B7      DE1E                  STA     CURDRV
```

```
FORMAT 6809 40/80 SIMPLE/DOUBLE       1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    2

 0723 27      04                    BEQ     FIN
 0725 5C                    RET     INCB
 0726 4A                            DECA
 0727 26      FC                    BNE     RET
 0729 53                    FIN     COMB
 072A 0D      27                    TST     DENSE
 072C 27      02                    BEQ     SIMPLE
 072E C4      FB                    ANDB    #%11111011
 0730 F7      E080          SIMPLE  STB     DRVREG
 0733 8D      57                    BSR     FNDTRK
 0735 A6      84                    LDA     0,X
 0737 B7      E001                  STA     TRKREG
 073A 8D      49                    BSR     DELAY
 073C 0D      27                    TST     DENSE
 073E 27      05                    BEQ     SID
 0740 8E      2198                  LDX     #DWKEND
 0743 20      03                    BRA     POSTES
 0745 8E      14F6          SID     LDX     #SWKEND
 0748 BF      0774          POSTES  STX     WRTTR4+5
 074B 8E      0800                  LDX     #WORK
 074E 34      08                    PSHS    DP
 0750 86      E0                    LDA     #$E0
 0752 1F      8B                    TFR     A,DP
                00E0                SETDP   $E0
 0754 7D      DE23                  TST     CURSID
 0757 26      04                    BNE     SAUT1
 0759 86      F4                    LDA     #WTCMD0
 075B 20      02                    BRA     SUIT1
 075D 86      F6            SAUT1   LDA     #WTCMD1
 075F 97      00            SUIT1   STA     COMREG
 0761 8D      22                    BSR     DELAY
 0763 96      00            WRTTR2  LDA     COMREG
 0765 85      02                    BITA    #02
 0767 26      06                    BNE     WRTTR4
 0769 85      01                    BITA    #01
 076B 26      F6                    BNE     WRTTR2
 076D 20      0B                    BRA     WRTTR8
 076F A6      80            WRTTR4  LDA     0,X+
 0771 97      03                    STA     DATREG
 0773 8C      14F6                  CMPX    #SWKEND
 0776 26      EB                    BNE     WRTTR2
 0778 8D      03                    BSR     WAIT
 077A 35      08            WRTTR8  PULS    DP
                0000                SETDP   00
 077C 39                            RTS

                            *ATTENTE DE FIN DE COMMANDE

 077D B6      E000          WAIT    LDA     COMREG
 0780 85      01                    BITA    #01
 0782 26      F9                    BNE     WAIT
 0784 39                            RTS

                            *BOUCLE DE DELAI
```

charge le nouveau chargeur du DOS en mémoire.

– SAVE.LOW LOADER.BIN, C100, C1F8, qui sauvegarde sur disquette, dans le fichier LOADER.BIN, le chargeur du DOS simple et double densité.

Cette façon de faire un peu curieuse nous a permis de raccourcir la longueur du programme chargeur que vous venez d'éditer et d'assembler en récupérant toutes les parties de l'ancien chargeur qui pouvaient l'être.

Il nous faut maintenant modifier la commande FORMAT proprement dite ; pour cela, éditez puis assemblez le programme dont le listing vous est fourni figure 9. Comme dans le cas précédent, ne modifiez rien, comparez votre listing d'assemblage avec celui fourni figure 9 et assurez-vous de leur parfaite identité. Lorsque c'est fait, passez alors aux opérations suivantes, le programme que vous venez d'assembler étant appelé MODIFORM :

– GET FORMAT.CMD qui charge votre « ancienne » commande FORMAT en mémoire.

– GET MODIFORM.BIN qui charge le programme que vous venez d'assembler en mémoire et modifie ainsi votre « ancienne » commande FORMAT.

– SAVE FORMAT.BIN, 0100, 0793, 0100 qui sauvegarde sur disquette la commande FORMAT proprement dite modifiée grâce à MODIFORM en lui donnant l'adresse de transfert 0100.

Effectuez alors les opérations suivantes qui vont vous conduire à l'obtention du FORMAT définitif que nous avons appelé FORMATD pour rappeler que c'est un FORMAT Double densité :

– APPEND FORMAT.BIN, LOADER.BIN, FORMATD.CMD qui a pour effet d'ajouter à la commande FORMAT modifiée ci-avant le chargeur du DOS que nous venions de sauvegarder sur disquette grâce aux manipulations précédentes.

Vous disposez maintenant d'une commande baptisée dans notre exemple FORMATD, qui sait formater les disquettes comme l'ancienne commande FORMAT mais qui peut, en plus, le faire aussi en double densité. Nous vous incitons à essayer cette commande afin de vérifier que tout est correct. Attention, tant que le DOS n'est pas modifié et contrairement à ce que vous pourriez penser, cette commande ne peut pas formater les disquettes en double densité. Vérifiez donc qu'elle fonctionne comme par le passé mais avec la question supplémentaire « disquette double densité ? » à laquelle vous répondrez N pour non lors de cet essai.

Nous allons maintenant modifier le DOS et nous en aurons fini avec ce passage du système en double densité. Pour ce faire, éditez puis assemblez le programme dont le listing vous est fourni figure 10. Soyez attentifs et soigneux lors de ce travail, vu la longueur de ce listing, et vérifiez plutôt deux fois qu'une que ce que vous obtenez après assemblage correspond bien à ce qui vous est indiqué figure 10. Nous avons appelé ce programme DRIVER et, après assemblage, nous disposons donc de DRIVER.BIN sur une disquette. Procédez alors de la façon suivante :

– RENAME TAVDOS09.SYS, TAVDOS09.BIN qui change l'extension du nom de votre DOS simple densité.

– APPEND TAVDOS09.BIN, DRIVER.BIN,

```
FORMAT 6809 40/80 SIMPLE/DOUBLE       1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    3

>0785 17      0000          DELAY   LBSR    DELAY2
>0788 17      0000          DELAY2  LBSR    DELAY4
 078B 39                    DELAY4  RTS

 078C 8E      DE1F          FNDTRK  LDX     #DRVTRK
 078F F6      DE1E                  LDB     CURDRV
 0792 3A                            ABX
 0793 39                            RTS

                                    END

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

Fig. 9. – Listing de modification de la commande FORMAT pour passer en double densité.

```
DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE      1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE 1

                         *MODIFICATION DES DRIVERS DU DOS
                         *POUR FONCTIONNEMENT EN DOUBLE DENSITE
                         *C.TAVERNIER
                         *LE 26 SEPTEMBRE 1983

                         *DEFINITION DES CONSTANTES

               0002      DRQ     EQU    2
               0001      BUSY    EQU    1
               001C      RDMSK   EQU    $1C
               0018      VERMSK  EQU    $18
               005C      WTMSK   EQU    $5C
               5000      MISVIT  EQU    $5000
               E080      DRVREG  EQU    $E080
               E000      COMREG  EQU    $E000
               E001      TRKREG  EQU    COMREG+1
               E002      SECREG  EQU    COMREG+2
               E003      DATREG  EQU    COMREG+3
               008C      RDCMNO  EQU    $8C
               008E      RDCMN1  EQU    $8E
               00AC      WTCMNO  EQU    $AC
               00AE      WTCMN1  EQU    $AE
               000B      RSCMND  EQU    $0B
               001B      SKCMND  EQU    $1B
               CC34      PRCNT   EQU    $CC34

                         *TABLE DES FONCTIONS

 DE00                            ORG    $DE00

>DE00 7E    DE37         DREAD   JMP    READ
 DE03 7E    DEE7         DWRITE  JMP    WRITE
 DE06 7E    DF3C         DVERFY  JMP    VERIFY
 DE09 7E    DF62         RESTOR  JMP    RST
 DE0C 7E    DF76         DRIVE   JMP    DRV
 DE0F 7E    DFA2         DCHECK  JMP    CHKRDY
 DE12 7E    DFBF         DQUICK  JMP    QUICK
>DE15 7E    DE27         DINIT   JMP    INIT
>DE18 7E    DE31         DWARM   JMP    WARM
>DE1B 7E    DE96         DSEEK   JMP    SEEK

                         *DEFINITION DES RAM

 DE1E 00                 CURDRV  FCB    0
 DE1F 0000 0000          DRVTRK  FDB    0,0
 DE23 00                 CURSID  FCB    0
 DE24 00 00 00           DNSTY   FCB    0,0,0

                         *INITIALISATION

 DE27 8E    DE1E         INIT    LDX    #CURDRV
 DE2A C6    09                   LDB    #9
 DE2C 6F    80           INIT2   CLR    0,X+
```

```
DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE      1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE 2

 DE2E 5A                         DECB
 DE2F 26    FB                   BNE    INIT2

                         *POINT D'ENTREE CHAUD ET ARRET DES DRIVES

 DE31 86    FF           WARM    LDA    #$FF
 DE33 B7    E080                 STA    DRVREG
 DE36 39                         RTS

                         *LECTURE D'UN SECTEUR

 DE37 17    0193         READ    LBSR   CHECK
 DE3A 8D    5A                   BSR    SEEK
 DE3C 7D    DE23                 TST    CURSID
 DE3F 26    04                   BNE    SAUT1
 DE41 86    8C                   LDA    #RDCMNO
 DE43 20    02                   BRA    SUIT1
 DE45 86    8E           SAUT1   LDA    #RDCMN1
 DE47 7D    CC34         SUIT1   TST    PRCNT
 DE4A 20    03                   BRA    READ2
 DE4C 113F                       SWI3
 DE4E 12                         NOP
 DE4F 1A    10           READ2   SEI
 DE51 B7    E000                 STA    COMREG
 DE54 17    018A                 LBSR   DEL28
 DE57 5F                         CLRB
 DE58 B6    E000         READ3   LDA    COMREG
 DE5B 85    02                   BITA   #DRQ
 DE5D 26    08                   BNE    READ5
 DE5F 85    01                   BITA   #BUSY
 DE61 26    F5                   BNE    READ3
 DE63 1F    89                   TFR    A,B
 DE65 20    0A                   BRA    READ6
 DE67 B6    E003         READ5   LDA    DATREG
 DE6A A7    80                   STA    0,X+
 DE6C 5A                         DECB
 DE6D 26    E9                   BNE    READ3
 DE6F 8D    15                   BSR    WAIT
 DE71 C5    10           READ6   BITB   #$10
 DE73 27    0C                   BEQ    READ8
 DE75 34    04                   PSHS   B
 DE77 8E    DE24                 LDX    #DNSTY
 DE7A F6    DE1E                 LDB    CURDRV
 DE7D 63    85                   COM    B,X
 DE7F 35    04                   PULS   B
 DE81 C5    1C           READ8   BITB   #RDMSK
 DE83 1C    EF                   CLI
 DE85 39                         RTS

                         *ATTENTE DE FIN DE COMMANDE

 DE86 7D    CC34         WAIT    TST    PRCNT
 DE89 20    03                   BRA    WAIT1
 DE8B 113F                       SWI3
```

```
DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE      1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE 3

 DE8D 12                         NOP
 DE8E F6    E000         WAIT1   LDB    COMREG
 DE91 C5    01                   BITB   #BUSY
 DE93 26    F1                   BNE    WAIT
 DE95 39                         RTS

                         *RECHERCHE D'UNE PISTE

 DE96 7F    DE23         SEEK    CLR    CURSID
 DE99 34    16                   PSHS   A,B,X
 DE9B 4D                         TSTA
 DE9C 27    23                   BEQ    SEEKS
 DE9E 8E    DE24                 LDX    #DNSTY
 DEA1 F6    DE1E                 LDB    CURDRV
 DEA4 E6    85                   LDB    B,X
 DEA6 27    19                   BEQ    SEEKS
 DEA8 C6    01                   LDB    #1
 DEAA B6    DE1E                 LDA    CURDRV
 DEAD 27    04                   BEQ    SEEK5
 DEAF 5C                 SEEK6   INCB
 DEB0 4A                         DECA
 DEB1 26    FC                   BNE    SEEK6
 DEB3 53                 SEEK5   COMB
 DEB4 C4    FB                   ANDB   #%11111011
 DEB6 F7    E080                 STB    DRVREG
 DEB9 35    16                   PULS   A,B,X
 DEBB C1    12                   CMPB   #18
 DEBD 23    0B                   BLS    SEEK1
 DEBF 20    06                   BRA    SEEK2
 DEC1 35    16           SEEKS   PULS   A,B,X
 DEC3 C1    0A                   CMPB   #10
 DEC5 23    03                   BLS    SEEK1
 DEC7 7A    DE23         SEEK2   DEC    CURSID
 DECA F7    E002         SEEK1   STB    SECREG
 DECD B1    E001                 CMPA   TRKREG
 DED0 27    12                   BEQ    SEEK4
 DED2 B7    E003                 STA    DATREG
 DED5 17    0109                 LBSR   DEL28
 DED8 86    1B                   LDA    #SKCMND
 DEDA B7    E000                 STA    COMREG
 DEDD 17    0101                 LBSR   DEL28
 DEE0 8D    A4                   BSR    WAIT
 DEE2 C5    10                   BITB   #$10
 DEE4 16    00FA         SEEK4   LBRA   DEL28

                         *ECRITURE D'UN SECTEUR

 DEE7 17    00E3         WRITE   LBSR   CHECK
 DEEA 8D    AA                   BSR    SEEK
 DEEC 34    08                   PSHS   DP
 DEEE 86    E0                   LDA    #$E0
 DEF0 1F    8B                   TFR    A,DP
                 00E0            SETDP  $E0
 DEF2 7D    DE23                 TST    CURSID
```

```
DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE      1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE 4

 DEF5 26    04                   BNE    SAUT2
 DEF7 86    AC                   LDA    #WTCMNO
 DEF9 20    02                   BRA    SUIT2
 DEFB 86    AE           SAUT2   LDA    #WTCMN1
 DEFD 7D    CC34         SUIT2   TST    PRCNT
 DF00 20    03                   BRA    WRITE2
 DF02 113F                       SWI3
 DF04 12                         NOP
 DF05 1A    10           WRITE2  SEI
 DF07 97    00                   STA    COMREG
 DF09 17    00D5                 LBSR   DEL28
 DF0C 5F                         CLRB
 DF0D 96    00           WRITE3  LDA    COMREG
 DF0F 85    02                   BITA   #DRQ
 DF11 26    08                   BNE    WRITE5
 DF13 85    01                   BITA   #BUSY
 DF15 26    F6                   BNE    WRITE3
 DF17 1F    89                   TFR    A,B
 DF19 20    0A                   BRA    WRITE6
 DF1B A6    80           WRITE5  LDA    0,X+
 DF1D 97    03                   STA    DATREG
 DF1F 5A                         DECB
 DF20 26    EB                   BNE    WRITE3
 DF22 17    FF61                 LBSR   WAIT
 DF25 C5    10           WRITE6  BITB   #$10
 DF27 27    0C                   BEQ    WRITE8
 DF29 34    04                   PSHS   B
 DF2B 8E    DE24                 LDX    #DNSTY
 DF2E F6    DE1E                 LDB    CURDRV
 DF31 63    85                   COM    B,X
 DF33 35    04                   PULS   B
 DF35 C5    5C           WRITE8  BITB   #WTMSK
 DF37 1C    EF                   CLI
 DF39 35    08                   PULS   DP
                 0000            SETDP  00
 DF3B 39                         RTS

                         *VERIFICATION DE L'ECRITURE

 DF3C 17    008E         VERIFY  LBSR   CHECK
 DF3F 7D    DE23                 TST    CURSID
 DF42 26    04                   BNE    SAUT3
 DF44 86    8C                   LDA    #RDCMNO
 DF46 20    02                   BRA    SUIT3
 DF48 86    8E           SAUT3   LDA    #RDCMN1
 DF4A 7D    CC34         SUIT3   TST    PRCNT
 DF4D 20    03                   BRA    VERIF2
 DF4F 113F                       SWI3
 DF51 12                         NOP
 DF52 1A    10           VERIF2  SEI
 DF54 B7    E000                 STA    COMREG
 DF57 17    0087                 LBSR   DEL28
 DF5A 17    FF29                 LBSR   WAIT
 DF5D 1C    EF                   CLI
```

```
DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE       1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    5

  DF5F C5    18                BITB    #VERMSK
  DF61 39                      RTS

                     *RESTORE LA TETE SUR LA PISTE 0

  DF62 34    10       RST      PSHS    X
  DF64 8D    10                BSR     DRV
  DF66 86    0B                LDA     #RSCMND
  DF68 B7    E000              STA     COMREG
 >DF6B 17    0073              LBSR    DEL28
  DF6E 17    FF15              LBSR    WAIT
  DF71 35    10                PULS    X
  DF73 C5    D8                BITB    #$D8
  DF75 39                      RTS

                     *SELECTION DU DRIVE

  DF76 A6    03       DRV      LDA     3,X
  DF78 81    02                CMPA    #2
  DF7A 23    05                BLS     DRV2
  DF7C C6    0F                LDB     #$0F
  DF7E 1A    01                SEC
  DF80 39                      RTS
  DF81 8D    56       DRV2     BSR     FNDTRK
  DF83 F6    E001              LDB     TRKREG
  DF86 E7    84                STB     0,X
  DF88 C6    01                LDB     #1
  DF8A B7    DE1E              STA     CURDRV
  DF8D 27    04                BEQ     FIN
  DF8F 5C             RET      INCB
  DF90 4A                      DECA
  DF91 26    FC                BNE     RET
  DF93 53             FIN      COMB
  DF94 F7    E080              STB     DRVREG
  DF97 8D    40                BSR     FNDTRK
  DF99 A6    84                LDA     0,X
  DF9B B7    E001              STA     TRKREG
  DF9E 8D    41                BSR     DEL28
  DFA0 20    27                BRA     OK

                     *TEST DE L'ETAT DU DRIVE

  DFA2 A6    03       CHKRDY   LDA     3,X
  DFA4 81    02                CMPA    #2         ****METTRE 1 SI DEUX
  DFA6 23    05                BLS     TEST              DRIVES SEULE
  DFA8 C6    80                LDB     #$80
  DFAA 1A    01                SEC
  DFAC 39                      RTS
  DFAD F6    E000     TEST     LDB     COMREG
  DFB0 C4    80                ANDB    #$80
  DFB2 27    15                BEQ     OK
  DFB4 8E    5000              LDX     #MISVIT
  DFB7 30    1F       TEMPO    LEAX    -1,X
  DFB9 30    1F                LEAX    -1,X

DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE       1-10-83 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    6

  DFBB 30    01                LEAX    +1,X
  DFBD 26    FB                BNE     TEMPO
  DFBF F6    E000     QUICK    LDAB    COMREG
  DFC2 C4    80                ANDB    #$80
  DFC4 27    03                BEQ     OK
  DFC6 1A    01                SEC
  DFC8 39                      RTS
  DFC9 5F             OK       CLRB
  DFCA 1C    FE                CLC
  DFCC 39                      RTS

                     *TEST POUR READ , WRITE ET VERIFY

  DFCD 34    16       CHECK    PSHS    X,D
  DFCF F6    E000     PAPRET   LDB     COMREG
  DFD2 C4    80                ANDB    #$80
  DFD4 26    F9                BNE     PAPRET
  DFD6 35    16       PRET     PULS    X,D
  DFD8 39                      RTS

                     *RECHERCHE D'UNE PISTE

  DFD9 8E    DE1F     FNDTRK   LDX     #DRVTRK
  DFDC F6    DE1E              LDB     CURDRV
  DFDF 3A                      ABX
  DFE0 39                      RTS

                     *SOUS PROG. DE DELAI

 >DFE1 17    0000     DEL28    LBSR    DEL14
 >DFE4 17    0000     DEL14    LBSR    DEL
  DFE7 39             DEL      RTS

                               END

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

TAVDOS09.SYS qui ajoute le programme que vous venez d'assembler à votre DOS simple densité pour constituer le DOS double densité TAVDOS09.SYS.

Au moyen de votre nouvelle commande FORMATD, formatez une disquette en simple densité, copiez-y le TAVDOS09.SYS que vous venez de réaliser et n'oubliez pas ensuite de faire un LINK TAVDOS09.SYS. Vous disposez alors d'une disquette pouvant être chargée en mémoire et supportant un DOS simple et double densité. Il ne vous reste plus qu'à copier sur celle-ci tout le contenu de votre ancienne disquette système.

Vous pouvez alors effectuer un RESET de votre système, mettre la mémoire à n'importe quoi au moyen de la commande I pour être sûr qu'il n'y traîne plus le « vieux » DOS et frapper X pour charger votre nouveau DOS. Lorsque c'est fait, constatez que vos commandes fonctionnent comme par le passé et essayez alors de formater une disquette en double densité, ce qui doit se passer sans problème (voir paragraphe suivant tout de même !). Vous pouvez alors travailler avec cette disquette double densité comme vous le feriez avec une simple densité et constater que, si vous changez les disquettes contenues dans un lecteur de simple à double densité et vice versa, le DOS arrive toujours à lire celles-ci comme nous l'avons expliqué ci-avant.

Qualité et capacité des disquettes

Bien que nous en ayons parlé plusieurs fois, il semble régner encore une légère confusion dans certains esprits au niveau des appellations des divers types de disquettes. Ce passage en double densité nous offre donc l'occasion de mettre les points sur les i.

Il existe deux types de lecteurs de disquettes :

– Les lecteurs 40 pistes ou 48 TPI (48 Track Per Inch = 48 pistes par inch).

– Les lecteurs 80 pistes ou 96 TPI (96 Track Per Inch = 96 pistes par inch) appelés aussi lecteurs double densité DE PISTES !

Dans ces deux familles existent des lecteurs simple face ou double face selon qu'ils peuvent enregistrer et lire les disquettes sur une seule face ou les deux.

Les lecteurs 40 pistes et les 80 pistes sont mécaniquement différents puisque, la taille des disquettes étant la même, le pas des pistes est plus petit sur un 80 pistes que sur un 40 pistes. Il n'est donc pas possible d'échanger des disquetres ntre ces lecteurs. Et là, le DOS ne peut rien pour vous, c'est un problème de mécanique, répétons-le !

Indépendamment de cela, il existe deux procédés d'enregistrement sur disquettes :

– Le procédé simple densité que nous utilisions jusqu'à maintenant.

– Le procédé double densité qui vous est offert depuis aujourd'hui.

Ces procédés diffèrent par la méthode de codage employée. Moyennant la carte IFD09 et le DOS modifié comme ci-avant, l'on peut utiliser l'un et l'autre indifféremment. Ce procédé n'a rien à voir avec le type de lecteur utilisé et vous pouvez faire du double ou du simple densité sur des lecteurs simple ou double face, 40 ou 80 pistes, sans aucun problème.

Le tableau de la figure 11 présente de manière exhaustive toutes les combinaisons possibles avec les capacités de stockage sur disquettes qu'elles entraînent. Remarquez tout de même qu'en 80 pistes, double face, double densité, vous pouvez ranger plus de 700 kilo-octets sur votre disquette ; ce n'est tout de même pas mal.

Pour ce qui est de la qualité des disquettes, il nous faut vous apporter quelques précisions car, en ce domaine, l'incompétence de certains vendeurs est reine. Tout d'abord, toutes les disquettes 5 pouces que nous avons eues entre les mains, et vendues comme étant simple face, se sont avérées être double face, et nous n'avons pu déceler de différence entre elles et de « vraies » double face ; lorsque vous aurez regardé les tarifs, vous conclurez vous-mêmes...

Pour ce qui est de la qualité de l'oxyde proprement dit, il existe des disquettes 48 TPI (40 pistes donc) et des disquettes 96 TPI (80 pistes). Il existe aussi des disquettes certifiées double densité, les plus chères étant bien sûr les 96 TPI certifiées double densité.

Précisons tout de suite que

si vous avez des lecteurs 40 pistes, il est inutile de gaspiller votre argent à acheter des 96 TPI, cela ne vous apportera strictement rien.

Si maintenant vous avez des lecteurs 80 pistes ou si vous avez des lecteurs 40 pistes et que vous souhaitiez travailler en double densité, la logique voudrait que nous vous conseillions des disquettes correspondantes. Une fois encore, nous estimons utile de vous faire part de notre expérience afin que vous possédiez tous les éléments de décision possibles pour guider vos achats. L'auteur utilise systématiquement des disquettes simple face 40 pistes ordinaires pour travailler en 80 pistes depuis plus de deux ans, et ce sans avoir pu déceler aucun défaut si ce n'est un secteur défectueux de temps en temps, automatiquement verrouillé lors du formatage par la commande FORMAT. Depuis un mois, il fait de même en 80 pistes double densité sans avoir plus de problèmes. Par ailleurs, il nous est arrivé d'avoir des disquettes double face certifiées double densité (des vraies donc) ; nous n'avons eu ni plus ni moins de mauvais secteurs avec celles-ci qu'avec les autres ; voilà...

La carte IFD 6800

Nous l'avons volontairement passée sous silence pendant toutes ces lignes pour une raison bien simple qui est qu'elle ne peut fonctionner en double densité sans modifications importantes. Si vous souhaitez vraiment passer en double densité et que vous possédiez une IFD 6800, nous vous conseillons, en toute sincérité et compte tenu de l'investissement minime que cela représente (le composant le plus cher, le WD 1795, étant déjà en votre possession), de réaliser une carte IFD 09. Vous aurez ainsi la double densité, l'arrêt automatique des lecteurs efficace et un fonctionnement irréprochable du DOS

La piste 0

Si vous avez analysé le schéma de la carte IFD09 ou si vous avez fait quelques calculs relatifs aux capacités des disquettes indiquées dans le tableau de la figure 11, vous avez pu constater que la piste 0, quelle que soit la disquette utilisée, était en simple densité ; une circuiterie de la carte IFD 09 force la patte DDEN du 1795 lorsque l'on est en piste 0 pour ce faire.

Ce choix n'a pas été fait au hasard, et il a été dicté par deux raisons principales :

– Notre DOS étant compatible Flex (marque déposée de Technical Systems Consultants) et les concepteurs de Flex préconisant ce format, nous avons trouvé logique de nous y tenir.

– Le répertoire des fichiers d'une disquette étant logé sur la piste 0, cette façon de faire permet aux possesseurs de systèmes simple densité de savoir ce que contient une disquette, qu'elle soit simple ou double densité.

Errare humanum est

Il est inévitable, lorsque l'on décrit une réalisation de cette envergure et de cette complexité, que quelques erreurs se glissent dans les articles, erreurs qui peuvent être dues au manuscrit de l'auteur ou aux coquilles d'imprimerie, quand ce n'est pas aux deux conjugués. Nous ne connaissons pas de revue qui puisse avoir la prétention, de faire aucune erreur et nous ne sommes pas candidats à ce titre inacessible. Tout au plus pouvons-nous vous proposer de temps en temps (et aussi souvent et vite que possible) la correction des fautes que nous (ou vous) avons pu déceler dans nos articles. Nous vous livrons donc ci-après un résumé des dernières bourdes en date, en remerciant sincèrement ceux d'entre vous qui nous les ont communiquées ; l'auteur, en effet, a beau relire ses articles une fois ceux-ci imprimés, il les connaît tellement que même de grosses bêtises arrivent à lui échapper. Tous ceux d'entre vous qui ont déjà écrit comprendront.

Tout d'abord, et pour répondre à une question souvent posée, le signal PERI issu de la CPU09-2 de la carte CPU09 ne sert à rien. C'est une erreur de conception sans conséquence.

A propos de l'éditeur, la commande ABORT ne comprend, en réponse à la question qu'elle pose, que Y pour oui ou N pour non bien qu'elle propose de répondre par O ou N. Si cela vous gêne vraiment, chargez l'éditeur en mémoire, mettez 4F en F66 et 6F en F6A et sauvegardez l'éditeur ainsi modifié sur disquettes avec un SAVE EDIT. CMD, 0, 1AC4,0.

A propos de la carte IFD09,

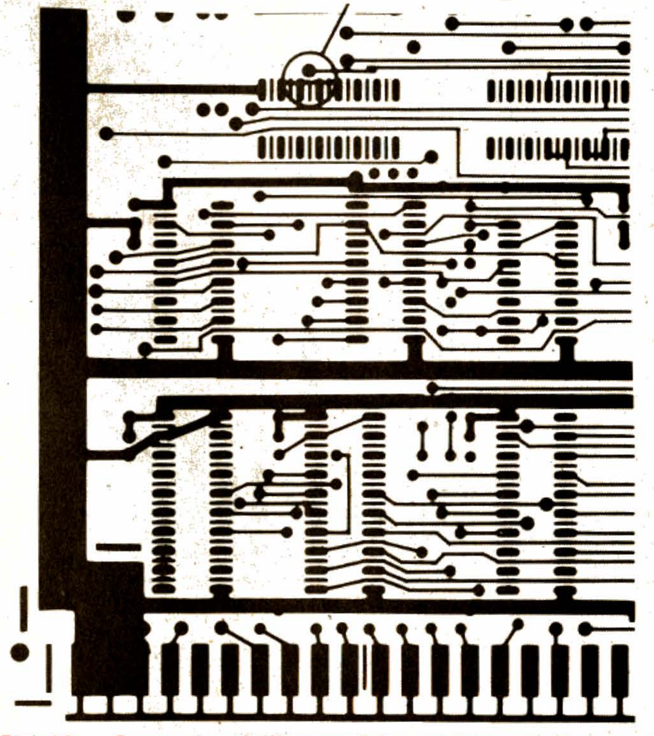


Fig. 12. – Correction de l'erreur faite sur les premières cartes IFD09.

Nombre de pistes	Nombre de faces	densité	Nombre de secteurs par piste	Capacité (octets)
40	1	simple	10	99840
40	1	double	18	179712
40	2	simple	20	199680
40	2	double	36	359424
80	1	simple	10	202240
80	1	double	18	364032
80	2	simple	20	404480
80	2	double	36	728064

Fig. 11. – Tableau récapitulatif des capacités des divers types de disquettes utilisables sur le système.

Photo 4. – L'ensemble programmateur et adaptateur a fière allure.

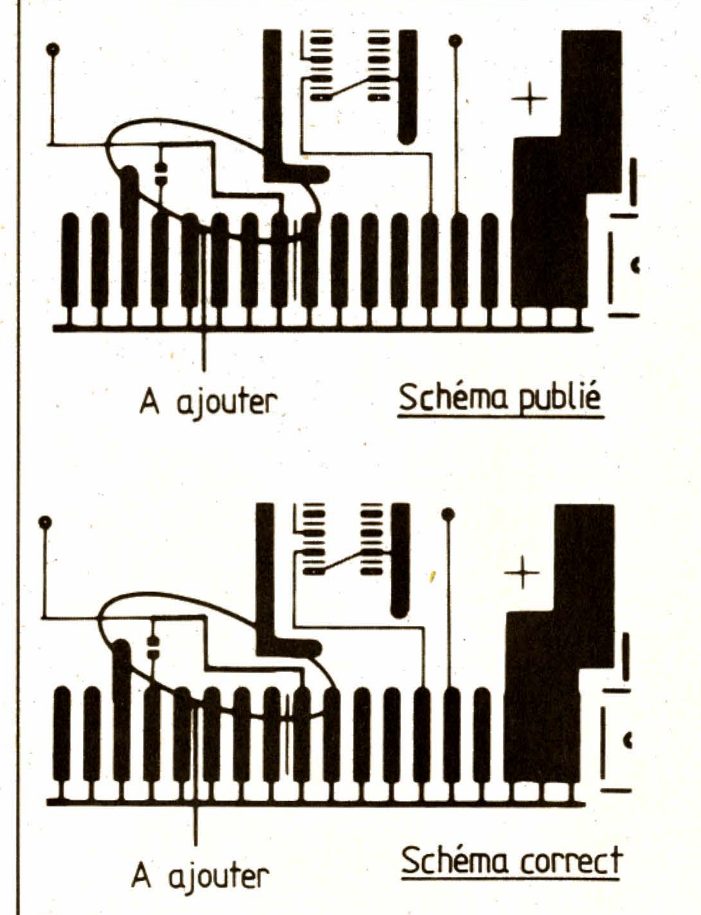


Fig. 13. – Modification d'une carte IFD 6800 pour fonctionner avec le DOS 6809.

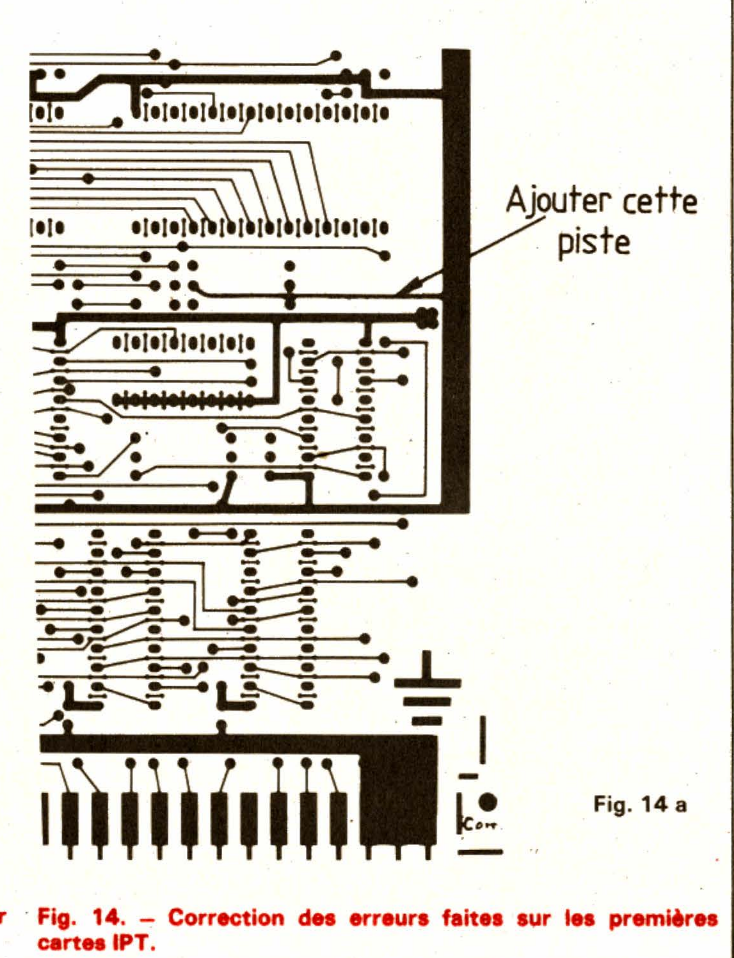


Fig. 14. – Correction des erreurs faites sur les premières cartes IPT.

les premières cartes fournies par FACIM comportaient un petit défaut dû à la trop grande proximité d'une pastille et d'un support de CI. Théoriquement, toutes ces cartes devaient être accompagnées d'un petit papier indiquant ce défaut ; il semble cependant que certaines soient passées au travers, comme nous l'ont prouvé quelques lettres, aussi nous vous indiquons en figure 12 où se situait ce défaut.

Toujours à propos des cartes IFD, mais cette fois-ci IFD 6800, la modification de la carte IFD 6800 indiquée dans notre numéro 1693 de juin 1983, page 93, comporte une erreur aux conséquences fâcheuses. La figure 13 présente le dessin publié et le dessin correct. Avec le dessin publié, vous envoyiez du – 12 V sur la 7611 DECFLOP qui n'aime pas du tout !

Au sujet de la carte IPT, les premières cartes livrées par FACIM comportent plusieurs défauts minimes dont la responsabilité incombe pour moitié à l'auteur et pour moitié à FACIM. Toutes ces cartes sont accompagnées d'une lettre indiquant ces erreurs, mais nous préférons publier celles-ci en figure 14 au cas où...

Enfin, au sujet de la modification du DOS proposée par M. Schmittauesler et publiée dans notre numéro d'août, nous avons voulu bien faire et avons édité un beau listing bien propre pour qu'il sorte bien dans la revue. Résultat, un peu de dyslexie nous a fait frapper ORG $D32C alors qu'il fallait ORG $D23C. Nantie de cette correction, la modification proposée fonctionne très bien.

L'avenir

Vous en avez déjà eu un aperçu dans notre dernier numéro avec le petit alinéa concernant les lecteurs de micro-disquettes proposés comme solution « économique » comparée aux lecteurs classiques 5 pouces. Ces lecteurs nous sont cependant parvenus trop tard pour que nous puissions valablement vous en parler ce mois-ci, et leur connexion et leur utilisation seront présentées en détail dans notre prochain numéro. Tout ce que nous pouvons déjà vous dire, c'est que ces lecteurs fonctionnent sans problème sur notre système en simple ou double densité et que l'auteur est à même de vous fournir un DOS et tous les programmes disponibles sur disquettes normales en micro-disquettes. Quelques renseignements techniques et commerciaux nous faisaient cependant défaut pour rédiger un article correct, aussi avons-nous jugé bon de reporter cela au mois prochain.

Pour satisfaire à la demande générale, nous publierons le mois prochain la liste et le mode d'emploi de tous les sous-programmes de TAVBUG 09 ainsi que les affectations mémoire utiles. Nous décrirons aussi comment utiliser les commandes propres à la carte IVG09, dont l'adressage du curseur.

Toujours pour satisfaire à la demande générale, nous allons constituer une liste de réalisateurs de ce système afin que vous puissiez vous réunir ou vous rencontrer par région si vous le désirez. Pour élaborer cette liste, nous allons, comme pour notre système à base de 6800, faire un sondage dans un prochain article. Les résultats du sondage seront exploités par l'auteur, et vos coordonnées seront utilisées pour constituer la liste seulement si vous donnez votre accord. L'auteur ne s'estime en effet pas le droit d'établir une telle liste avec les noms et adresses qu'il possède déjà sans que vous ayez donné votre autorisation.

Conclusion

Nous aurions encore beaucoup à dire, mais cet article est déjà bien volumineux ; nous nous donnons donc rendez-vous dans notre prochain numéro pour les descriptions annoncées au paragraphe précédent.

C. TAVERNIER

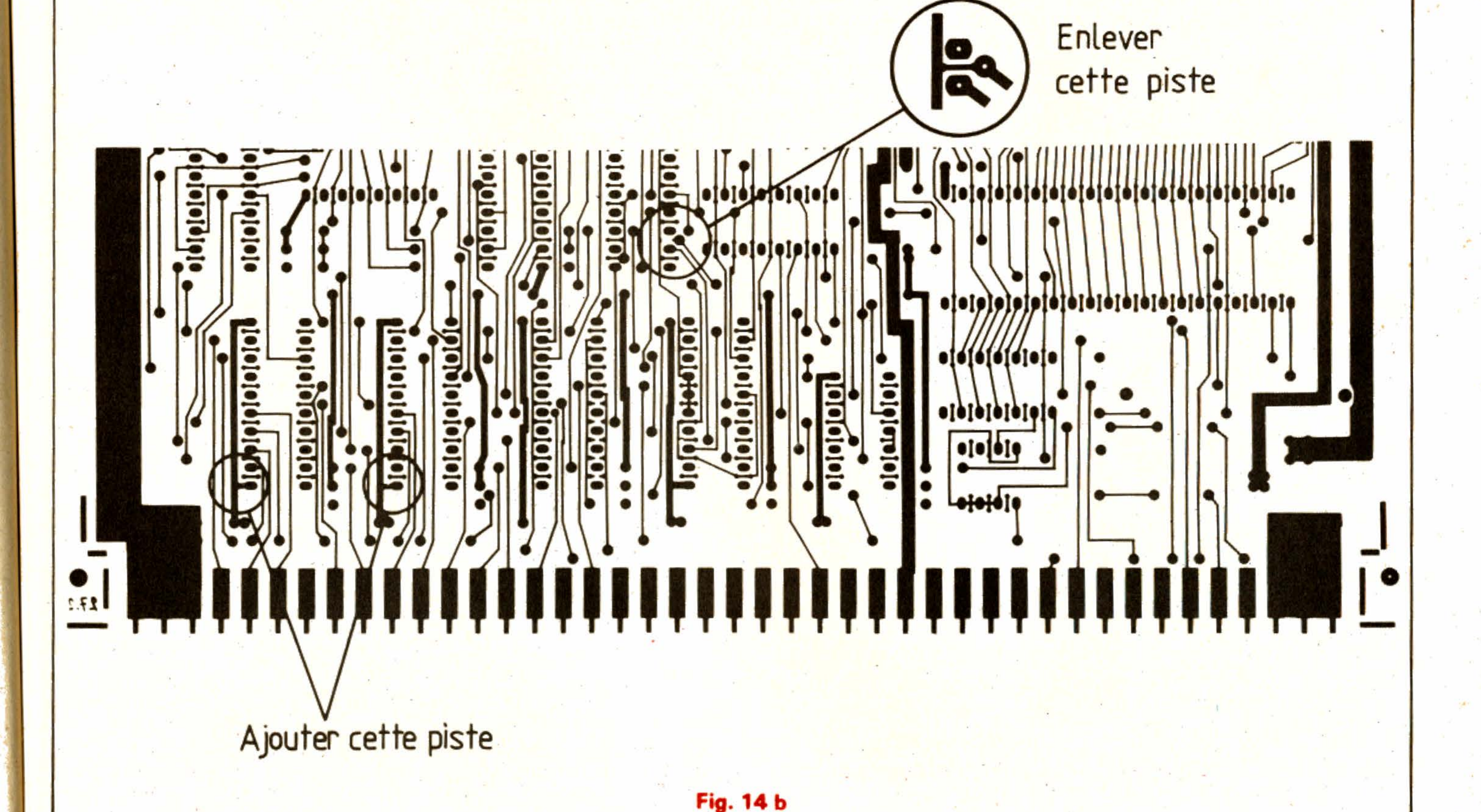


Fig. 14 b

NOUVEAUTES ROBBE

UNE RADIO COMMANDE POUR GAUCHERS !

Robbe commercialise une nouvelle radio pour pilotage de voitures ou éventuellement de bateaux rapides. Le constructeur a repris ici la forme de la poignée de pistolet, déjà connue, et l'accommode à sa façon en installant toute l'électronique sur un bloc pivotant de 180°. La radio peut ainsi être tenue de la main gauche ou de la droite, l'index se pose sur la gâchette, on tire pour l'accélération, on pousse pour le freinage. La batterie s'installe soit en bas de la poignée soit dans la poche, ce que les pilotes d'endurance apprécieront certainement. Le nombre de voies est limité à trois mais un grand nombre de commandes équipe le modèle. Par exemple, le neutre de l'accélérateur peut se caler à mi-course ou à 70 %, le frein se règle sans influence sur les gaz, la linéarité des commandes, gaz et direction, s'ajuste (commande exponentielle) ; pour la direction, on ajustera la course dans chaque direction. Nous avons également sur la direction une double course commutable. Un volant, rembourré de caoutchouc mousse, commande la direction. Pour les voitures thermiques, une fonction nouvelle a été ajoutée ; il s'agit d'un séquenceur de commande des gaz qui fera faire « vroum, vroum » pour l'échauffement du moteur de la voiture sur la grille de départ avec, bien sûr, un réglage de cadence et d'intensité d'accélération.

Cette technologie se paie. La Colt FMSS (Modulation de fréquence et bande étroite) coûte, avec un nouveau récepteur et un servo, un peu moins de 3 500 F.

UN COMBINE TOUR/ FRAISEUSE/ PERCEUSE, ETC.

Robbe distribue, pour la somme de 1 310 F, un kit permettant de se constituer une petite machine universelle, benjamine d'une famille autrichienne de machines bien connues des modélistes. L'Unimat 1 permet de se constituer un tour, une perçeuse, une fraiseuse et, avec d'autres outils, une fraiseuse pour engrenages, une scie sauteuse, une meule avec guide d'affûtage d'outils. L'alimentation se fait en 12 V, le moteur électrique transmet son mouvement à la broche, par courroie crantée. La fabrication combine le métal et la matière plastique. Nous retrouvons ici les éléments constitutifs classiques des tours avec système d'avance (mécanique) de l'outil. Nous ne porterons pas de jugement sur ce produit dont l'attrait, pour le modéliste et aussi l'électronicien amateur, ne nous a pas échappé. Ne nous attendons pas tout de même à pouvoir se lancer dans la fabrication d'un moteur à explosion avec l'Unimat 1. Par contre, il devrait rendre de grands services pour l'usinage de pièces en matière plastique (c'est isolant), de métal léger ou, par exemple, des colonnettes de fixation de circuits imprimés ; on peut envisager également un fraisage de supports, de brides et, pourquoi pas, de circuits imprimés. Disons tout de suite que nous avons l'intention d'essayer ce produit, et nous vous rendrons compte, dans la revue, de ses possibilités dans le domaine qui nous intéresse : l'électronique.

LA PROPULSION ELECTRIQUE

Bien que le thermique se classe devant l'électrique dans les ventes de voitures, Robbe nous a présenté deux engins électriques. Le premier est un « Pick Up » Chevrolet 4 × 4 à l'échelle du 1/10ᵉ. La transmission est confiée à une chaîne Galle. Une boîte de vitesse automatique, indispensable en tout terrain pour éviter de faire peiner les moteurs et pour ne pas vider la batterie trop rapidement, équipe le modèle. Un moteur RS 550, alimenté par six éléments, propulse le Chevrolet. Le châssis est livré prémonté ; les quatre amortisseurs sont garnis d'huile. Il reste à équiper la voiture d'une radio et d'accumulateurs. Le moteur est compris dans la boîte proposée pour environ 1 800 F.

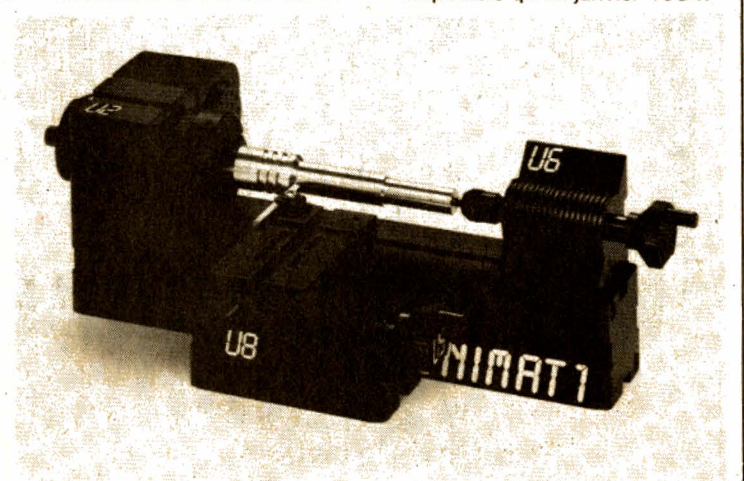
Si vous voulez dépenser un peu moins (moins de 1 600 F), vous pourrez disposer d'une 4 × 4 de piste au 1/12ᵉ. La Fantom EP 4 WD, qui bénéficie d'un système de traction original où les roues avant ne deviennent tractrices qu'en cas de dérapage de la voiture, doit cette originalité à un système de roue libre équipant les roues avant. Comme pour le tout terrain, c'est une chaîne Galle qui se charge de la transmission du mouvement aux roues avant.

Pour la propulsion, après avoir présenté, il y a un peu moins d'un an, de nouveaux moteurs, Robbe récidive avec la série « Le Mans. ». Carter d'un millimètre d'épaisseur, flasques non magnétiques, axe de rotor sur roulement à billes, rotor équilibré dynamiquement, collecteur usiné au diamant et angle de commutation (orientation des balais) réglable, caractérisent ces moteurs. Signalons que l'un d'entre eux est prévu pour des courses de quatre minutes ; il consommera plus que les autres mais fera avancer la voiture plus rapidement. Cette durée est celle d'épreuves de sélection... Jusqu'où ira-t-on ?

Note pour le Père Noël : ces produits très techniques sont vendus chez les spécialistes du modèle réduit. La radio ne sera disponible qu'en janvier 1984.



La poignée peut se tourner pour être prise dans la main droite.



L'Unimat 1 monté comme tour.

Initiation à la micro informatique

Les Mémoires de masse

APRES avoir présenté dans nos précédents numéros des circuits d'interface divers et variés, commençant par les interfaces parallèles pour finir par les DMA et contrôleurs d'écran, en passant par les interfaces séries, nous allons changer un peu de sujet en abordant aujourd'hui un aspect très important de la micro-informatique, mais aussi de l'informatique en général, celui des mémoires de masse. Qu'est-ce qu'une mémoire de masse ? Tout simplement un dispositif permettant de conserver une grande quantité d'informations, que ce soient des données ou des programmes ; informations qui peuvent être échangées à tout instant et le plus rapidement possible entre l'ordinateur et la mémoire de masse. De plus, ces dernières sont non volatiles et doivent conserver l'information, même en l'absence d'alimentation. Les semi-conducteurs ne sont donc pas utilisés pour constituer des mémoires de masse comme nous allons maintenant le voir.

Généralités

Depuis les débuts de l'informatique, les mémoires de masse ont énormément évolué, tant en temps d'accès qu'au point de vue capacité et prix. Cette évolution s'est traduite par une introduction massive, dans le domaine de la micro-informatique, de produits qui, il y a encore un an ou deux, étaient réservés aux grosses machines dont les prix se chiffraient à plusieurs millions d'anciens francs.

Les mémoires de masse les plus connues des amateurs sont les lecteurs de disques souples ou floppy disks et, vu leur intérêt et leurs particularités, c'est à eux que nous consacrerons le plus de temps. Ce ne sont cependant pas les seules mémoires de masse existantes et nous allons commencer par le commencement avec...

Le ruban perforé

Bien que ce soit un moyen archaïque, il est encore employé en certains endroits et, même si ce n'était pas le cas, il serait logique de le présenter tout de même puisqu'il constitue une mémoire de masse élémentaire. Si vous ne connaissez pas ce ruban, sachez qu'il s'agit d'un ruban de papier d'environ 2 cm de large et de longueur quelconque. Perpendiculairement à sa longueur et, à intervalles réguliers, des trous sont perforés selon un code. La présence d'un trou, signifie que le bit qu'il représente est à 1 et l'absence de trou qu'il est à zéro. En micro-informatique, le code généralement employé pour représenter un caractère au moyen de ces trous est le code ASCII dont nous avons déjà parlé. Il nécessite sept trous et les rubans perforés selon ce code ont l'aspect indiqué figure 1. Les petits trous « centraux » sont ceux permettant au lecteur ou au perforateur d'entraîner le ruban.

Les informations stockées sur ce ruban sont des informations rangées en série. Ainsi, si l'on a voulu sauvegarder une zone mémoire contenue entre les adresses 1000 et 2000, le contenu de l'adresse 1000 constituera le premier caractère placé sur le ruban, le contenu de 1001, le second et ainsi de suite.

La vitesse de stockage des informations sur le ruban se fait généralement à 10 ou 30 caractères par seconde. Des perforateurs plus rapides existent mais ils sont alors très coûteux et très fragiles car perforer rapidement et proprement du papier assez fort n'est pas facile. La vitesse de lecture d'un ruban, et donc de chargement de celui-ci en mémoire, peut varier de 10 caractères par seconde à plus de 120 caractères par seconde. En effet, alors que les premiers lecteurs de ruban étaient mécaniques et enfonçaient des « doigts »

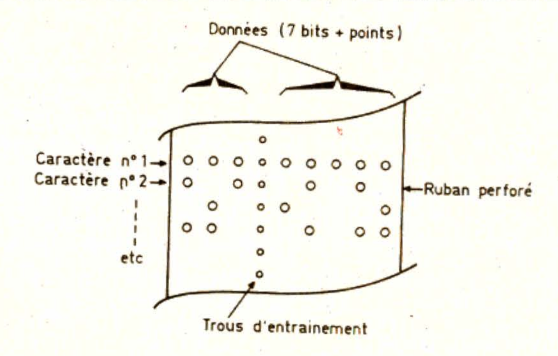


Fig. 1. – Aspect d'un ruban perforé.

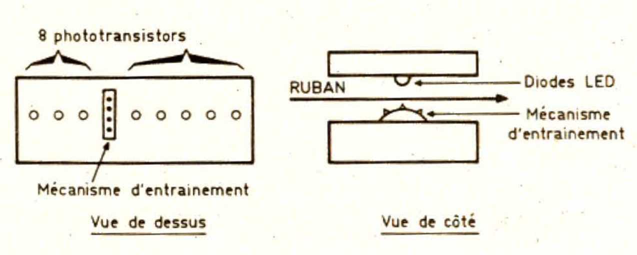


Fig. 2. – Principe d'un lecteur optique de ruban perforé.

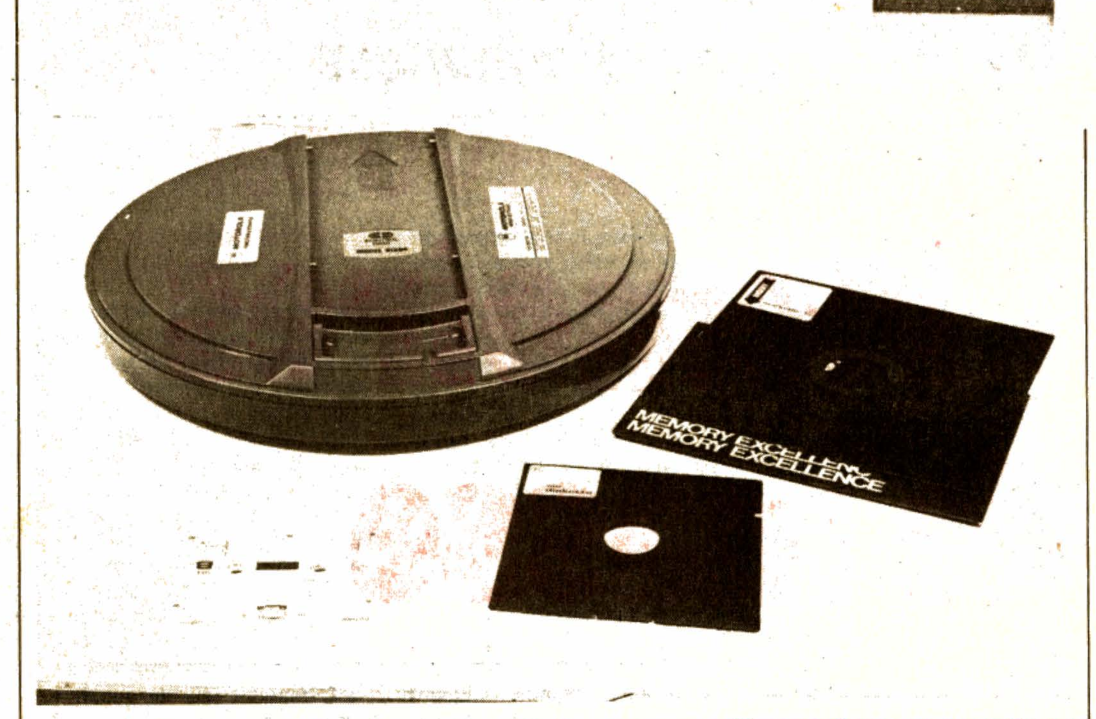


Photo 1. – Une cassette digitale, une disquette 5 pouces, une disquette 8 pouces et un disque dur.

dans les trous du ruban, les lecteurs actuels sont optiques (fig. 2) et la mécanique associée est inexistante hormis le système d'entraînement du ruban. Remarquez un avantage du ruban perforé : comme aucune notion de vitesse, d'horloge ou de fréquence, n'intervient au niveau des informations stockées sur le ruban (un trou est un trou quelle que soit sa vitesse de lecture !), un ruban perforé à 10 caractères par seconde peut être lu à 120 caractères par seconde et vice versa sans problème.

En général, un lecteur/perforateur de ruban est associé à un terminal tel qu'un téléimprimeur (télétype si vous préférez mais c'est incorrect, car Télétype est une marque !) et il dialogue donc avec le micro-ordinateur au moyen d'une liaison série asynchrone. La sauvegarde de données ou de programmes sur ruban se fait donc au moyen d'une commande d'affichage du contenu des mémoires sur le terminal, contenu qui est recopié sur le perforateur de ruban. De même, le chargement en mémoire d'un ruban fait appel à la commande inverse.

Pour donner un peu de fiabilité au système et s'affranchir d'éventuelles erreurs, dues principalement au lecteur ou au perforateur, car le ruban ne risque rien s'il n'est pas abîmé, les utilisateurs de ce système ont défini des formats de stockage de l'information sur ruban. Ainsi, par exemple, Motorola utilise-t-il le format dit S0, S1, S9 visible figure 3. Dans un tel format, les informations contenues sur le ruban se présentent de la façon suivante :

– Les caractères S puis 0 suivis du nom du programme ou du bloc de données qui suit.

– Les caractères S puis 1 suivis par un certain nombre d'informations qui sont, dans l'ordre : le nombre d'octets d'information qui suit (sur un octet), l'adresse mémoire de la première donnée qui suit (sur deux octets puisqu'une adresse occupe 16 bits), les octets de données en nombre quelconque mais compatible du nombre d'octets indiqué avant, un octet particulier appelé la checksum qui est un caractère de contrôle.

– Cette suite de données commençant par S1 se reproduit autant de fois qu'il est nécessaire pour constituer le programme ou les données à sauvegarder.

– Le caractère S puis le caractère 9 qui indiquent la fin du programme ou des données ainsi sauvegardées.

Un format analogue dans son principe existe chez tous les fabricants de micro-ordinateurs et nous avons donné celui-ci à titre d'exemple. Cela vous permet de constater que le chargement en mémoire d'un tel ruban pourra être automatique puisque le ruban véhicule son nom ; il pourra donc vous l'indiquer lors du chargement et il véhicule aussi ses adresses de chargement ; vous n'aurez donc pas d'information à fournir au micro-ordinateur pour placer le ruban en mémoire.

Malgré cela, le ruban perforé présente de nombreux inconvénients qui justifient son abandon progressif. Le premier, et le plus important, est l'absence d'automatisation qu'il implique. En effet, pour conserver aux rubans une taille « humaine », vous devez en général faire un ruban par programme. Il devient donc alors impossible de charger automatiquement tel ou tel programme sous contrôle du calculateur puisqu'il faut un opérateur pour placer les rubans dans le lecteur. Par ailleurs, et bien que certains lecteurs puissent lire dans les deux sens, il est difficile d'accéder rapidement à n'importe quel passage du ruban. D'autre part, la perforation des rubans est lente ; dans le cas d'un perforateur à 30 caractères par seconde, il vous faut une vingtaine de minutes pour perforer 16 K-octets de mémoire !

Enfin, mais ces inconvénients-là sont mineurs par rapport aux précédents, les lecteurs et surtout les perforateurs nécessitent une maintenance importante, les rubans sont difficiles à gérer lorsque l'on en a un grand nombre, les perforateurs sont d'autant plus bruyants qu'ils sont rapides et ils sont assez coûteux.

Pour toutes ces raisons, et en raison du développement de nouvelles techniques, le ruban perforé est en cours d'abandon au profit d'autres méthodes que nous allons voir.

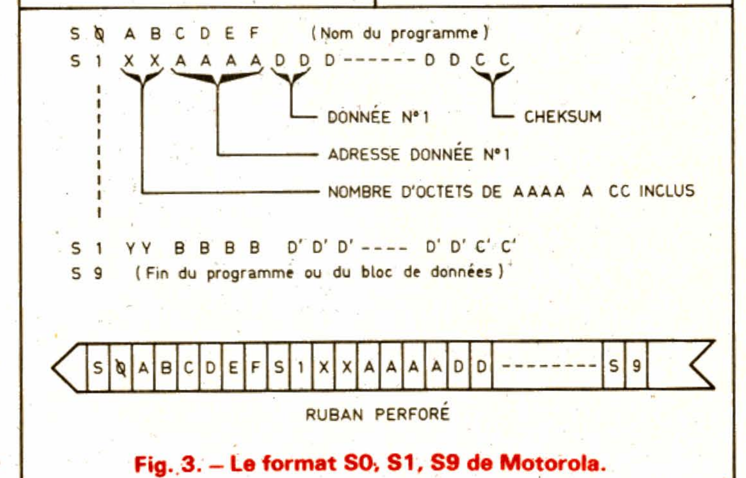


Fig. 3. – Le format S0, S1, S9 de Motorola.

Les cassettes basse fréquence

Nous commençons par ce procédé qui est résolument amateur et que l'on ne rencontre quasiment pas dans le matériel professionnel, hormis sur les kits d'évaluation économiques.

Le principe va vous paraître simple, surtout si vous venez de lire le paragraphe précédent et nos derniers articles sur les liaisons série asynchrones. L'idée d'utiliser des cassettes basse fréquence (c'est-à-dire des cassettes identiques à celles que vous utilisez pour enregistrer de la musique) consiste à leur faire jouer le rôle du ruban perforé de notre paragraphe précédent. Comme l'on ne peut pas faire des trous sur la cassette, l'on y enregistre deux tonalités BF, l'une représente un 1 et l'autre un 0. Si vous avez de la mémoire, cela doit faire « tilt » et vous rappeler le principe du modem que nous avons exposé voici quelques mois.

Pour employer des cassettes basse fréquence comme mémoire de masse, l'on fait donc appel à un modem connecté sur une liaison série asynchrone. Les informations binaires transmises sur cette liaison, qui représentent les contenus de la mémoire à sauvegarder sur cassette, sont alors converties en deux fréquences BF (aux environs de 1 000 à 2 000 Hz pour ne pas nécessiter de magnétophone et de cassette haute fidélité) qui peuvent être enregistrées sur magnétophone.

Lors de la lecture des cassettes, l'opération inverse a lieu et un modem traduit les fréquences BF trouvées sur la cassette en une suite d'informations binaires qui peuvent alors être chargées en mémoire. L'ensemble magnétophone à cassette + modem est équivalent, vu du calculateur, à notre ensemble lecteur/perforateur de ruban du paragraphe précédent comme schématisé figure 4.

Les avantages de ce procédé sont nombreux, surtout si on le compare au ruban perforé.

Tout d'abord, le matériel nécessaire pour exploiter ce procédé est très économique ; le lecteur de cassette n'a pas besoin d'être de qualité Hi-Fi et un modem du type adéquat est d'une réalisation très simple. Pour ce qui est de la vitesse de fonctionnement, tout dépend des cassettes utilisées ; en effet, si la Hi-Fi n'est pas nécessaire vu la bande passante réduite des signaux enregistrés (1 000 ou 2 000 Hz environ), il faut tout de même savoir que les cassettes de bas de gamme sont affectées d'un autre défaut que l'on appelle le « drop out ». Ce défaut se caractérise par des irrégularités de la couche d'oxyde magnétique de la bande qui conduisent à des disparitions très brèves du signal enregistré. Ces disparitions passent inaperçues pour de la musique mais elles font inévitablement perdre des bits pour une liaison informatique et, donc, ne passent pas inaperçues dans ce cas. Ce défaut limite donc la vitesse de sauvegarde des informations sur cassette ; en effet, si l'on veut s'en affranchir le plus possible, il faut donner à la tonalité représentant chaque bit une durée supérieure au plus grand « drop out » probable. Si vous voulez un système très sûr, ces contraintes limiteront la vitesse de sauvegarde à 30 caractères par seconde. Si vous admettez un peu moins de fiabilité et si vous employez de bonnes cassettes, vous pourrez aller jusqu'à 240 caractères par seconde sans difficulté majeure.

Les défauts de ce procédé sont malheureusement, et comme dans le cas du ruban perforé, assez nombreux. Tout d'abord, il y a le même problème de gestion des informations contenues sur la cassette, problème accru par le fait que, vu la durée des cassettes, on est tenté de mettre plusieurs programmes par face. De plus, il est impossible de faire défiler de manière automatique la cassette dans les deux sens et il est donc impossible de réaliser une gestion automatique des informations contenues sur celle-ci. Enfin, et c'est un défaut que n'avait pas le ruban perforé, une cassette est sensible aux champs magnétiques et il faut donc prendre des précautions élémentaires de manutention et de stockage.

Vu son faible coût, ce procédé est cependant employé avec succès sur bien des micro-ordinateurs grand public et sur des kits d'initiation aux microprocesseurs avec toute satisfaction. A ce propos, et pour nous épargner des questions, précisons que le système de stockage sur cassette du célèbre ZX-81 ne fait pas appel à un modem ce qui explique qu'il soit si délicat à régler. Le tir a, depuis, été rectifié et son successeur le ZX-Spectrum, comme d'ailleurs tous ses homologues, fait appel à un modem, selon le procédé exposé ci-avant.

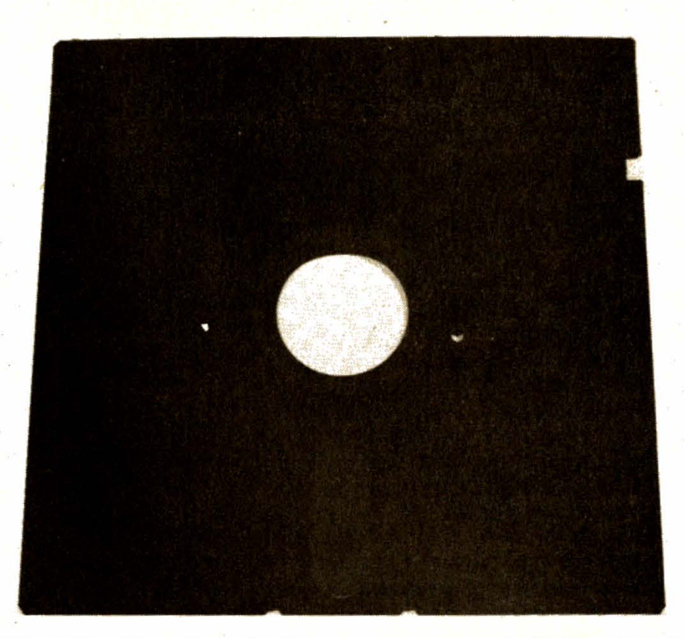


Photo 2. – Une disquette 5 pouces ; remarquez l'index dans le trou d'index.

Les cassettes digitales

Nous n'allons en dire que quelques mots car elles sont assez peu employées au niveau amateur et, au niveau professionnel, elles ne se rencontrent guère que chez quelques constructeurs dont Hewlett Packard par exemple. Ces cassettes s'apparentent de plus, au niveau principe d'enregistre-

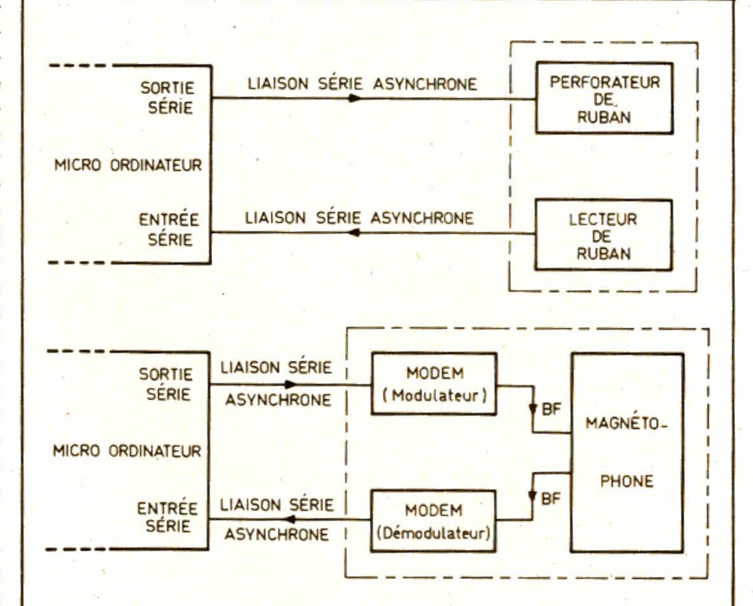


Fig. 4. – Un magnétophone à cassette et un modem sont équivalents à un lecteur/perforateur de ruban.

ment de l'information, aux disques souples dont il est question ci-après ce qui justifie aussi la brièveté de ce paragraphe.

Les cassettes digitales ressemblent ou non à des cassettes basse fréquence ; il existe en effet un grand nombre de standards, ce qui ne contribue pas à faciliter la promotion de ce type de produit. Le procédé d'enregistrement utilisé est différent de celui des cassettes BF puisque l'on procède ici par enregistrement digital direct, chaque bit étant représenté par une variation de flux magnétique au niveau de la bande. Ce procédé d'enregistrement implique qu'il soit fait appel à des circuits électroniques spéciaux et à des têtes spéciales. Le lecteur/ enregistreur pour de telles cassettes est donc un modèle spécial. De ce fait, de nombreuses facilités d'exploitation lui sont ajoutées par rapport aux lecteurs de cassettes BF ; en particulier, il dispose d'un défilement rapide avant-arrière de la bande télécommandé ce qui permet une recherche automatique des informations qui y sont contenues.

La qualité des cassettes digitales étant sans commune mesure avec celle des cassettes BF, il est possible d'accroître la densité d'information par unité de longueur et donc la vitesse de stockage de celle-ci. Des lecteurs de ce type peuvent ainsi fonctionner à plus de 600 caractères par seconde sans problème.

Les avantages de ce procédé sont donc les suivants : rapidité de stockage de l'information, possibilité d'accès automatique à n'importe quel point d'une face de la cassette, sous contrôle du calculateur et sans intervention humaine, et grande fiabilité comparativement aux cassettes BF.

Il existe malheureusement quelques défauts dont un des principaux est le manque de standardisation des cassettes. Par ailleurs, le prix des lecteurs, et dans une moindre mesure celui des cassettes, rend ce procédé peu compétitif par rapport aux lecteurs de disques souples ; en effet, même s'il est un peu plus économique, le rapport performance/prix est, lui, nettement en faveur de ces derniers.

Les lecteurs de disquettes

Comme nous l'avons dit ci-avant, ce type de mémoire de masse est en train de se répandre dans le domaine micro-informatique à une rapidité impressionnante. Les nombreux avantages du procédé sont responsables de cette expansion dont le seul frein est le prix assez élevé d'un lecteur de disquettes. Ce procédé étant nouveau pour nombre d'entre vous et faisant appel à de nombreux concepts intéressants, nous allons le détailler avec un peu plus de finesse que les précédents. Par ailleurs, bien des notions que nous allons exposer ici restent valables pour les disques durs et les disques Winchester dont nous parlerons ensuite.

Dans ses grandes lignes, le principe d'utilisation des disquettes est analogue à celui des cassettes digitales ; c'est-à-dire que l'on va enregistrer de l'information binaire par variation de flux magnétique. Seule différence avec les cassettes, la forme du support qui est ici un disque de plastique souple. Cette différence mineure fait toute la complexité des lecteurs de disquettes mais leur confère en retour tous les avantages que nous allons voir. Avant de parler des lecteurs, une présentation des disquettes s'impose ; nous allons donc commencer par là.

Les disquettes existent, à l'heure actuelle, en deux formats principaux : les disquettes 5 pouces 1/4 et les disquettes 8 pouces. Un troisième standard est en train de voir le jour avec les disquettes 3 pouces mais nous n'en parlerons pas, pour l'instant, vu sa nouveauté. Plusieurs lignes y sont consacrées par ailleurs, dans notre article « Réalisez votre ordinateur individuel » de ce mois et nous vous y renvoyons si vous voulez tout savoir à ce sujet. Les disquettes, donc, comme le montre la figure 5, sont constituées par un disque en mylar (plastique un peu « noble ») recouvert sur une ou deux faces, selon que la disquette est simple ou double face, d'oxyde magnétique de haute qualité. Le nombre de pouces de la disquette n'est autre que le diamètre de ce disque. Ce disque est contenu dans une pochette de carton plastifié semi-rigide qui confère à l'ensemble sa flexibilité et justifie l'appellation de disque souple (floppy disk en américain). Précisons tout de suite que ce disque ne sort jamais de sa pochette ; il tourne à l'intérieur, les faces internes de celle-ci étant recouvertes d'un revêtement à la fois antistatique et apte à faciliter cette rotation. Plusieurs trous sont visibles sur cette pochette de disquette : le gros trou central permet au lecteur de pincer la disquette au moyen d'un système à cône pour en assurer la mise en rotation à une vitesse de 300 t/mn pour les disquettes 5 pouces ; le trou oblong permet à la tête ou aux têtes de lecture et d'enregistrement de venir en contact avec la disquette, la forme de la découpe permettant à celles-ci d'explorer toute la surface du disque ; enfin, un dernier trou excentré de petite taille a pour nom trou d'index ; il permet, au moyen d'un capteur adéquat, d'informer le lecteur de disquette qu'un trou se trouvant, lui, sur la disquette elle-même vient de passer en face dudit capteur ; nous allons voir à quoi cela sert dans un instant.

Avant de voir comment est constitué un lecteur de disquettes, nous allons dire quelques mots de l'organisation des données sur la disquette, ce qui nous permettra de mieux comprendre le rôle de certains éléments du lecteur.

La figure 6 présente cela de façon schématique. Une disquette est arbitrairement découpée en un certain nombre de pistes concentriques. Ce nombre varie selon la taille des disquettes et la qualité du lecteur : pour les lecteurs 8 pouces, il est de 77 pistes ; pour les lecteurs 5 pouces, il est de 40 ou 80 pistes selon les modèles. Le positionnement de ces pistes est très précis ; en effet, un lecteur 80 pistes sur disquette 5 pouces doit travailler avec des pistes de 0,2 mm de large environ ! Ce positionnement est obtenu à partir d'une piste « de référence » qui est la piste la plus externe et qui s'appelle la piste 0.

Comme ce découpage en pistes n'est pas suffisant pour pouvoir ranger de l'information

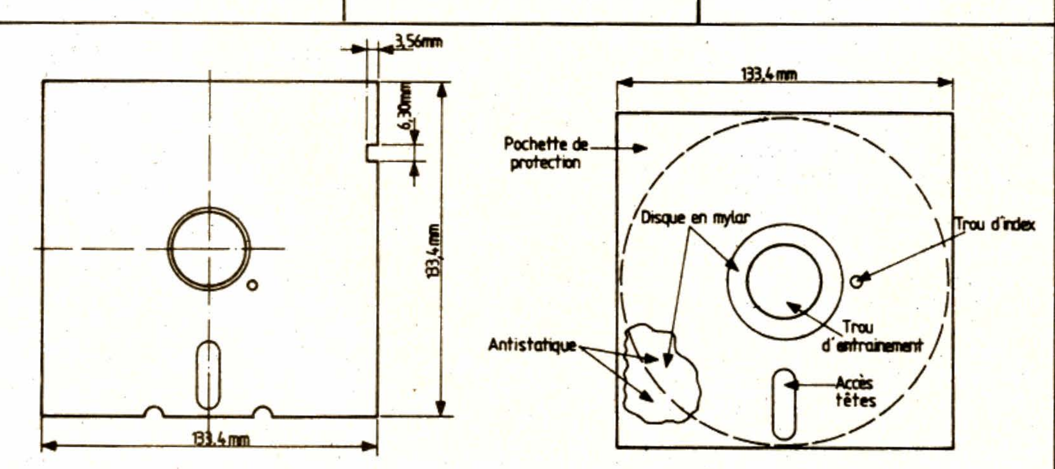


Fig. 5. – Constitution d'une disquette.

et la retrouver avec certitude, les pistes sont à leur tour découpées en secteurs (voir fig. 6 toujours) et dans chaque secteur se trouve rangée l'information utile. Pour pouvoir repérer et numéroter ces secteurs, la disquette dispose d'un trou qui s'appelle l'index et c'est ce trou qui est visible par un détecteur au travers du trou d'index dont nous vous parlions quelques lignes auparavant. Le passage de ce trou sous le détecteur d'index indique à l'électronique associée au lecteur que l'on arrive au premier secteur d'une piste ; dès lors un repérage précis est possible. Généralement, les secteurs comportent 256 octets d'information utile et l'on peut en loger de 10 à 18 sur une piste et sur une face selon que l'on travaille en simple ou double densité. Si vous vous livrez à une rapide multiplication, vous constaterez que, si vous prenez un lecteur de disquette 5 pouces, 80 pistes, double face, double densité (c'est le nec plus ultra bien sûr !), vous pourrez emmagasiner sur votre ridicule disquette un peu plus de 730 K-octets d'information ; ce n'est pas mal non ? Ajoutons à cela que, comme nous allons le voir, l'accès à n'importe quel octet parmi ces 730 000 octets ne prend que quelques millisecondes.

Pour permettre ce mode de rangement d'information et ce niveau de performance, le moindre bon sens vous permet de vous douter de la précision mécanique que doivent respecter les lecteurs de disquettes. C'est en partie cette précision que l'on paye puisqu'un lecteur simple face 5 pouces, 40 pistes, coûte aux environs de 2 200 F alors qu'un double face, 5 pouces, 80 pistes, frise les 4 500 F.

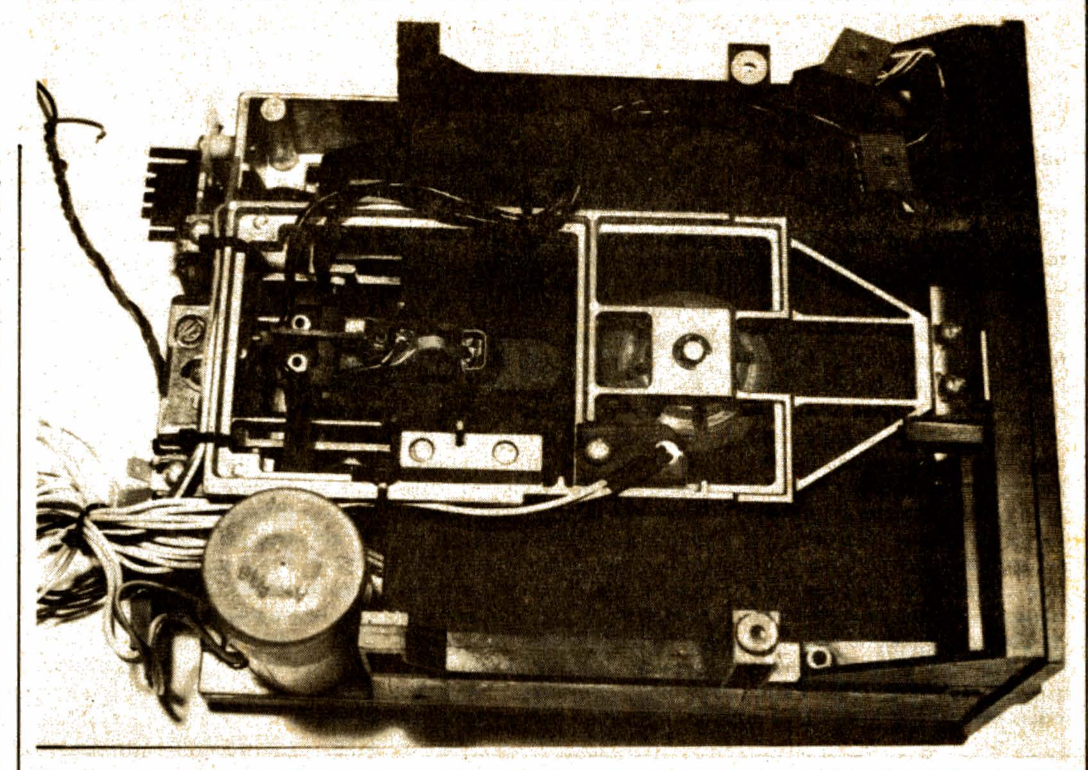
Un lecteur de disquettes se compose de deux parties intimement liées : une partie mécanique, bien sûr, mais aussi une partie électronique qui assure le contrôle de cette mécanique et l'interfaçage entre les signaux logiques envoyés du calculateur et les signaux d'attaque des têtes ou de commande des moteurs. Cette carte électronique fait partie du lecteur et en est indissociable ; elle ne doit pas être confondue avec ce que l'on appelle le contrôleur de disque souple qui est l'interface entre les lecteurs et le calculateur, dont nous aurons l'occasion de reparler.

Les fonctions à accomplir sont assez nombreuses ; il faut en effet :
– faaire tourner la disquette à vitesse rigoureusement constante ;
– positionner la ou les têtes en contact avec la disquette ;
– déplacer les têtes sur la disquette de façon très précise ;
– détecter le passage de l'index ;
– détecter la présence ou l'absence d'une encoche sur la pochette de la disquette, qui permet de protéger ou non celle-ci en écriture (un peu comme l'ergot que vous pouvez caser derrière une cassette BF pour la protéger contre un enregistrement accidentel).

Un lecteur revêt donc l'aspect schématisé figure 7. La partie haute de la figure montre une vue en coupe simplifiée tandis que le bas donne une pseudo-perspective d'un lecteur. Précisons tout de suite que, même si elles sont assez générales, ces figures ne peuvent correspondre à tous les types de lecteurs existant sur le marché, des variantes de plus en plus nombreuses voyant sans cesse le jour. Les grands principes sont cependant les mêmes et les explications qui suivent peuvent être transposées à tous les lecteurs existants.

Une fois que la disquette est insérée dans le lecteur, le fait de fermer la porte pince le centre de celle-ci entre une poulie entraînée par le moteur « d'entraînement » et un cône qui assure un centrage automatique de celle-ci. La fermeture de la porte fait aussi, sur certains lecteurs, pincer la disquette entre la tête de lecture et un patin presseur. Sur d'autres lecteurs, cette opération est réalisée par action sur un électroaimant comme schématisé figure 7. Cette opération de positionnement de la tête s'appelle le chargement de la tête sur le disque. Précisons aussi que, dans les lecteurs double face, le patin presseur de notre figure 7 est remplacé par la tête de l'autre face. Cela vous laisse imaginer la qualité du traitement de surface des têtes, puisqu'une disquette ainsi pincée entre deux parties rigides n'est pas abîmée !...

Cette ou ces têtes sont solidaires d'un chariot mobile, le chariot porte-têtes. Dans les lecteurs 40 pistes, où la précision n'est pas très importante


Photo 3. – Une disquette en place dans un lecteur ; remarquez le cône de centrage de la disquette, la tête de lecture et le phototransistor de détection d'index.

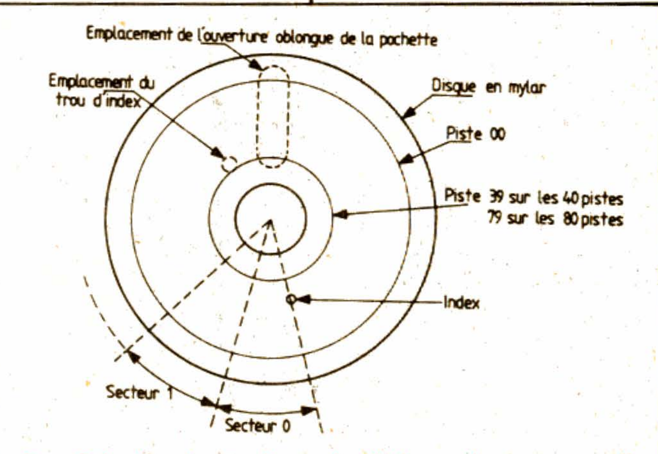


Fig. 6. – Principe de stockage de l'information sur une disquette.

(relativement), ce chariot se déplace au moyen d'un moteur pas à pas qui fait tourner une vis hélicoïdale. Dans les lecteurs 80 pistes plus précis, c'est toujours un moteur pas-à-pas qui fait déplacer le chariot porte-tête(s), mais cette fois-ci au moyen d'un entraînement à bande métallique tendue.

Le détecteur d'index est constitué d'une diode électroluminescente placée en regard d'un phototransistor ; il en est de même pour le détecteur de protection d'écriture, encore que certains lecteurs utilisent un mini-interrupteur actionné par l'encoche elle-même.

Tous ces moteurs sont contrôlés par des circuits adéquats se trouvant sur la carte électronique. Carte qui supporte également les circuits de mise en forme des signaux appliqués aux têtes ou fournis par celles-ci.

Cette description étant vue, il nous est possible de parler des avantages et des inconvénients des lecteurs de disquettes. Les avantages, tout d'abord, sont très nombreux : l'on peut citer la capacité très importante d'une disquette (jusqu'à 700 K-octets dans l'exemple vu ci-avant), la très grande rapidité d'accès à n'importe quel point de la disquette, qui se chiffre en millisecondes, le pilotage complet du lecteur à partir du calculateur, rendant possible la gestion automatique, et sous contrôle de vos programmes, de toute l'information contenue sur la disquette. Le prix des disquettes est également très intéressant puisque c'est un des coûts au bit les moins élevés (une disquette 5 pouces de qualité ordinaire coûte environ 20 F).

Au chapitre des inconvénients il faut citer le prix assez élevé des lecteurs, d'une part, et leur relative fragilité, d'autre part. Il ne faut pas les exposer aux vibrations ni à des champs magnétiques intenses, mais cela nous semble logique. L'on peut aussi ajouter le fait qu'il faille prévoir, sur le micro-ordinateur devant recevoir des lecteurs de disquettes, une carte de couplage spécifique alors que, pour les mémoires de masse précédentes, une vulgaire interface série asynchrone suffisait.

Ces quelques défauts n'ont pas empêché les lecteurs de disquettes d'avoir le succès qu'on leur connaît, succès qui est d'ailleurs tout à fait justifié.

Conclusion

Nous allons en rester là pour aujourd'hui ; les mémoires de masse nécessitent en effet encore un long développement qui fera l'objet de notre prochain numéro.

C. TAVERNIER

(A suivre.)

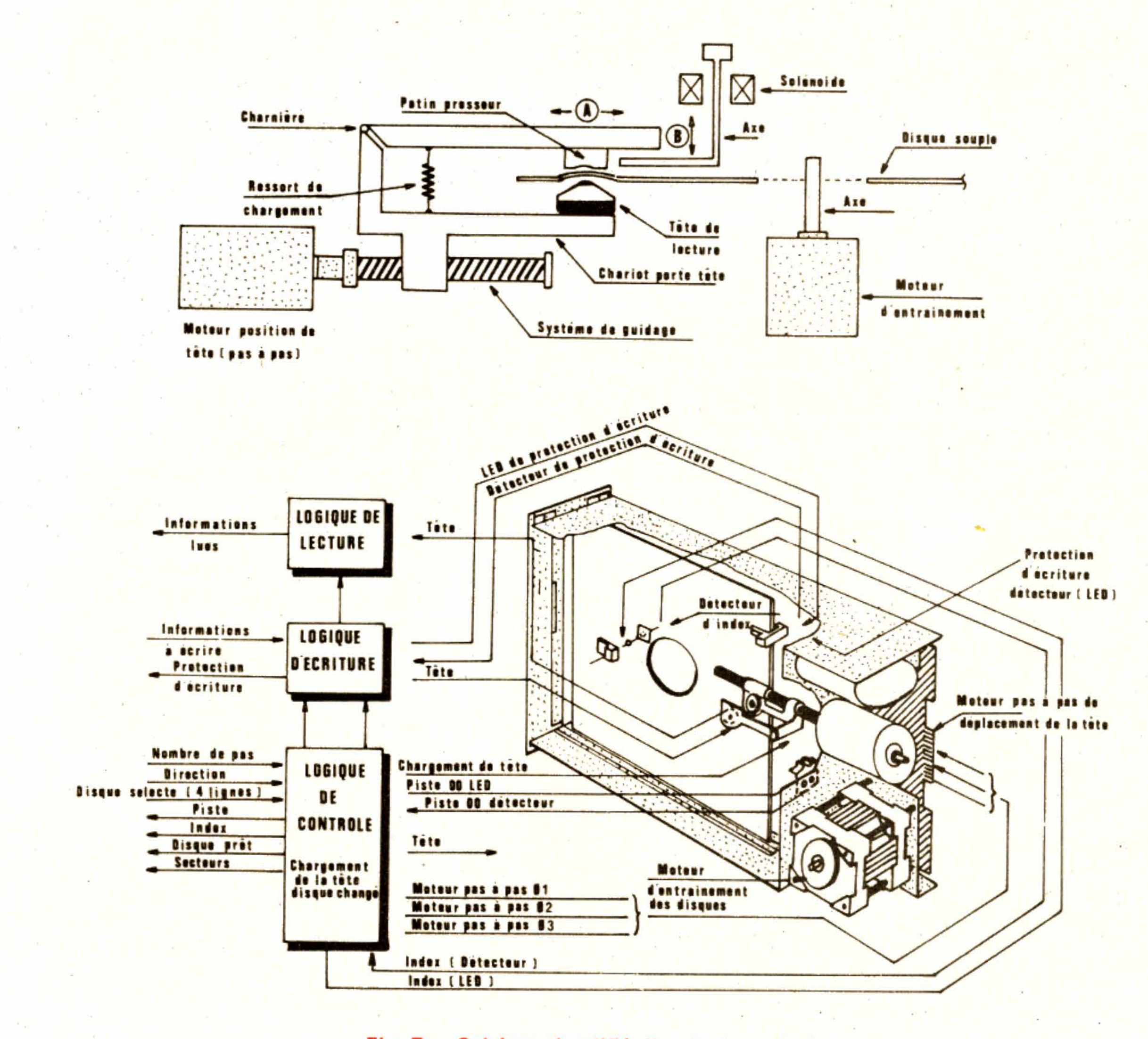
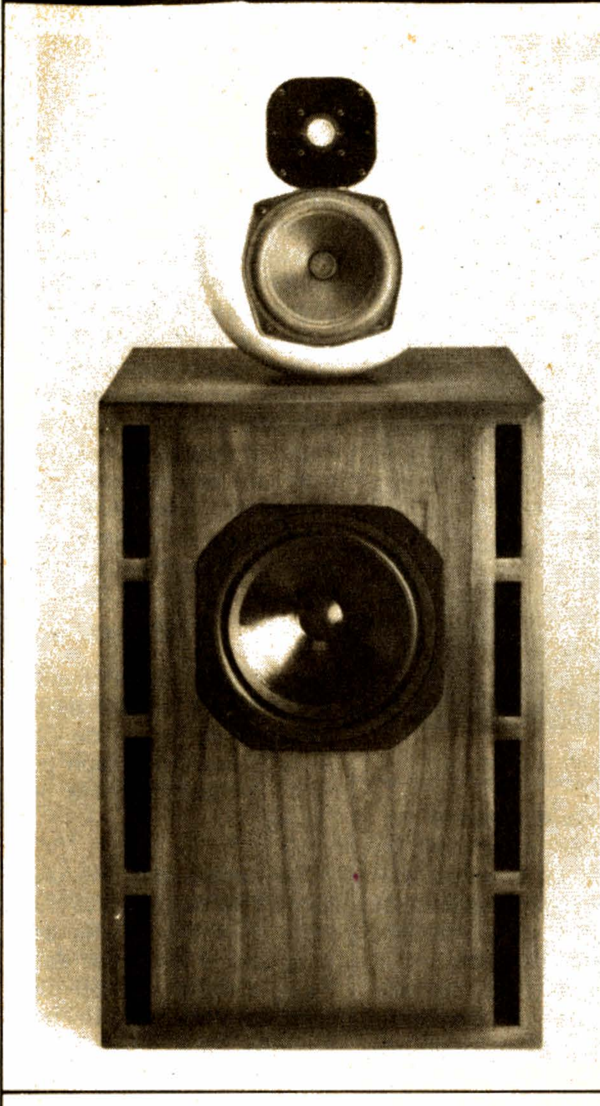


Fig. 7. – Schéma simplifié d'un lecteur de disquette.



Réalisez vos enceintes acoustiques :

Le Kit 500 Focal

FOCAL s'est rapidement spécialisé dans la fourniture de haut-parleurs sophistiqués et spécifiques destinés uniquement aux enceintes haut de gamme.

Focal équipe désormais un bon nombre de constructeurs français et étrangers mais propose également aux amateurs qui ne voient pas dans la construction d'un kit le seul intérêt d'un prix inférieur mais aussi un moyen d'accéder à des techniques qu'ils ne pourraient s'offrir autrement, une gamme de 5 kits très élaborés allant de la petite enceinte d'étagère à double bobine à l'ensemble 3 voies à haut rendement beaucoup plus volumineux. C'est de cette dernière réalisation que nous allons parler.

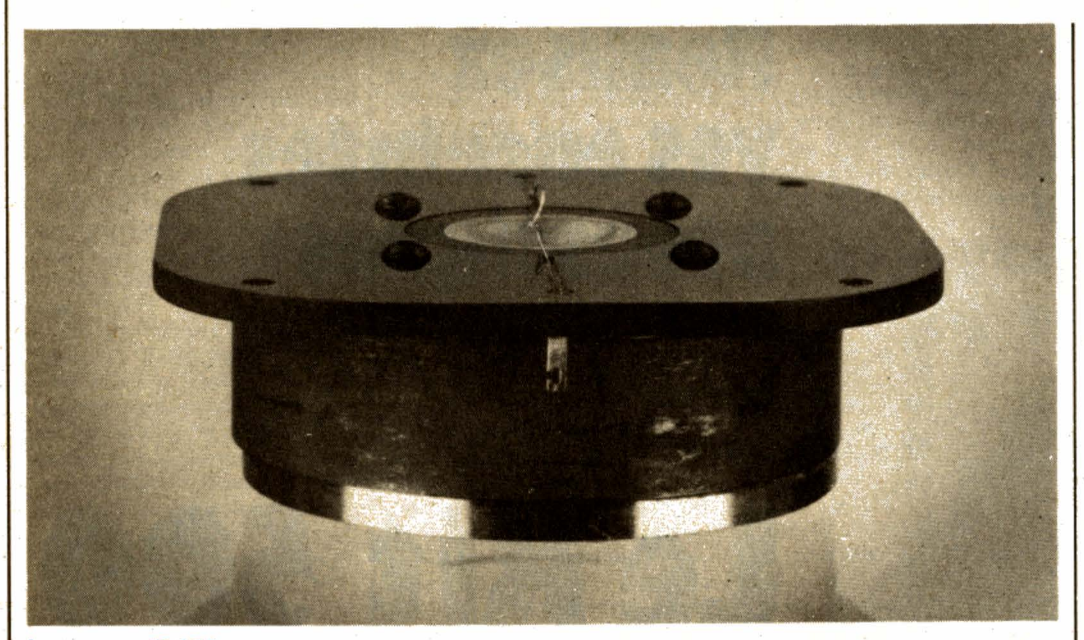
Le Kit 500 se situe en effet au sommet de la gamme et fait l'objet d'une documentation séparée qui regroupe d'un côté le plan détaillé de la construction du caisson grave et le positionnement du caisson ovoïde pour le medium-aigu, ainsi que les différents côtés de découpe des panneaux d'aggloméré, de l'autre, le schéma du filtre ainsi que la disposition des composants sur le circuit imprimé. Un rappel complet de toutes les caractéristiques, accompagne l'ensemble.

Le Kit 500 est résolument original autant par sa conception technique que par sa forme. Il est composé de deux caissons séparés. Un pour le grave, en bois, à réaliser soi-même, l'autre en plâtre armé de fibres de verre d'une forme ovoïde, pour le médium-aigu, fourni dans le kit. De sorte que le Kit 500 se compose de cinq éléments : les trois haut-parleurs Focal, le filtre et le caisson vide en staff moulé. Il est possible de se procurer les éléments séparément. Les filtres ne sont pas livrés câblés pour éviter que dans le transport les énormes selfs à air ne cassent le circuit imprimé. Ce dernier, en verre époxy, de 290 × 210 mm est livré avec les 11 éléments du filtre en éléments séparés. Les indications données sur le circuit, lui-même, sont très précises pour éviter toute erreur de câblage.

Le travail de l'amateur consistera essentiellement en la construction du caisson grave en aggloméré de 25 mm d'épaisseur et sur lequel nous allons revenir, ensuite le câblage du filtre et pour finir la fixation des haut-parleurs dans chacun des deux caissons sans y avoir oublié au préalable de disposer les deux matériaux amortissants adéquats.

Le haut-parleur de grave et son caisson

Le haut-parleur de grave est le 10CO1, de 260 mm, qui est actuellement le plus grand diamètre fabriqué par Focal. Son saladier est en zamac injecté, sa membrane en papier traité au latex de butyl, sa suspension en PVC. Le grand inté-



Le tweeter T 120.

rêt de ce haut-parleur réside dans sa bobine de Ø 40 mm faite d'une seule couche de fils de cuivre rectangulaire de 0,1 × 0,5 mm. Les spires sont empilées les unes sur les autres sur la plus faible hauteur du fil et sont bobinées sur la tranche. Cela a pour conséquence de ne laisser aucun espace vide entre les spires, donc d'augmenter le taux de remplissage et d'accroître le poids de cuivre dans un même volume. La bobine devient un cyclindre de cuivre homogène. Le nombre de spires augmentant pour un même entrefer, donc un même champ magnétique, la force, le rendement et le facteur d'accélération s'accroissent d'autant. On peut évaluer cet accroissement de la force à 25 %. Cette technologie n'est maîtrisée actuellement que par un petit nombre de fabricants à travers le monde.

En conséquence le 10CO1 possède un rendement de 95,5 dB 1 W/1 m dans sa bande utilisable c'est-à-dire jusqu'à 500 Hz ce qui est excellent pour un tel diamètre.

Les paramètres du 10CO1 ont été calculés pour une utilisation en bass-reflex uniquement et volontairement pour des volumes raisonnables. Un Q_{TS} de 0,20, un V_{AS} (volume équivalent à la suspension) de 288 l et une fréquence de résonance assez basse de 25 Hz lui autorise d'atteindre théoriquement des fréquences comprises entre 50 et 55 Hz dans des volumes de 60 à 70 litres.

Ces performances n'auraient rien de très exceptionnelles si on ne les ramenait pas au rendement très élevé de 95,5 dB. L'équipage léger de 22 g joint à la bobine en fil plat procure d'excellentes accélérations et une grande dynamique.

Le caisson de grave choisi pour la charge du 10CO1 est du type Jensen c'est-à-dire que les évents sont latéraux, au nombre de huit, quatre de chaque côté, et participent à la rigidité d'ensemble du coffret (fig. 1).

Deux parois internes se prolongent loin à l'intérieur du caisson de chaque côté et sont divisées par 6 tasseaux pour constituer les 8 évents. La longueur unitaire de chaque évent est très grande ce qui permet d'accroître sa surface de rayonnement. La surface globale de rayonnement des 8 évents est de 325 cm² ce qui est très proche des 343 cm² de la surface du cône du 10CO1.

Ce système très apprécié il y a une vingtaine d'années donne sa pleine efficacité avec des haut-parleurs à haut rendement qui, à cette époque, avaient pour la plupart des suspensions très rigides. Désormais il est possible de faire des haut-parleurs souples à haut rendement. L'accord du bass reflex, la géométrie de la caisse et la disposition du haut-parleur dans la caisse sont inspirés des énormes monstres réalisés par la société japonaise Onken sur la base de 38 cm Altec Lansing. C'est-à-dire que c'est un classique bass-reflex sous la forme Jensen avec un alignement de Thiele dans le grave n = 6,34. Si ce chiffre peut paraître un peu mystérieux pour certains, cela signifie en clair que l'accord du bass-reflex procure une courbe voisine de la linéarité mais avec une très légère remontée peu avant la fréquence de coupure, c'est-à-dire dans la zone 60-70 Hz.

La fréquence de coupure à – 3 dB est f_3 = 51 Hz. Le volume interne est de 73 l et le poids du caisson une fois terminé avoisine les 35 kg.

La construction ne présente pas de difficulté majeure. Les dimensions des panneaux à découper dans l'aggloméré de 25 mm vous sont fournies. Un tasseau de 25 × 25 mm, fixé sur l'arrière du coffret par l'intermédiaire d'une grosse vis, vient bloquer l'arrière du moteur du 10CO1 pour empêcher ce dernier de vibrer aux environs de 150 Hz. Une feuillure est réalisée sur le panneau avant pour mieux maintenir le pourtour du saladier du 10CO1.

Celui-ci devra être isolé du coffret par l'intermédiaire d'un joint mastic mou, mais non collant du type Bostik. Les panneaux devront être collés et vissés entre eux.

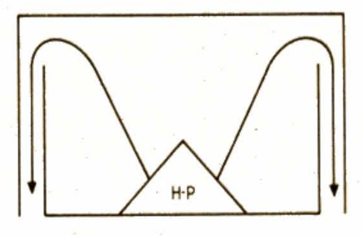
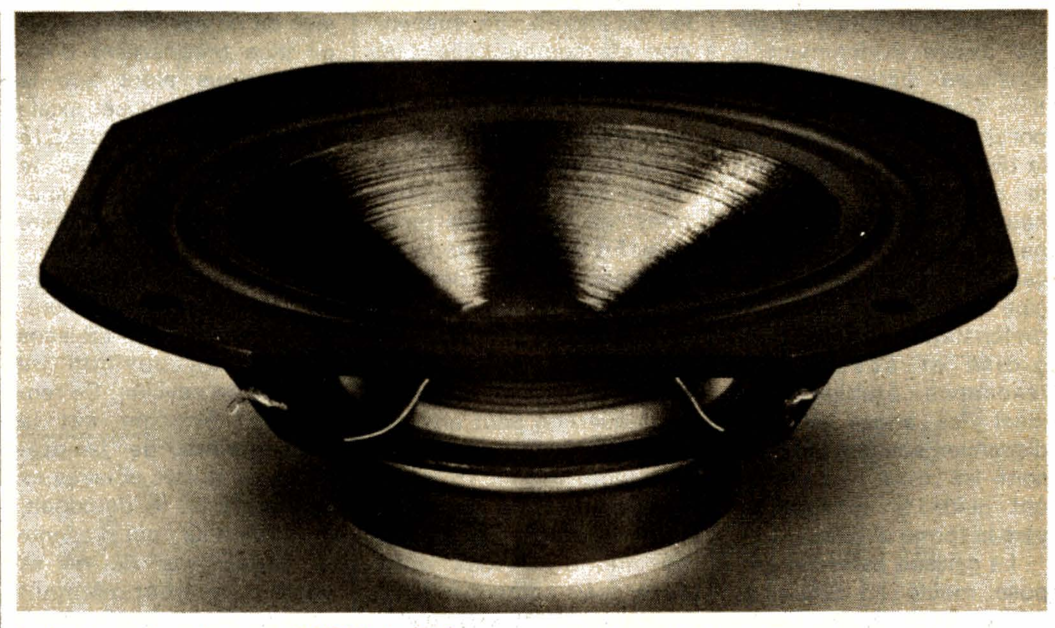


Fig. 1.

L'amortissement interne est fait de feutre comprimé, mais pas trop dense d'une épaisseur de 10 mm. Recouvrir ainsi les faces internes des deux parois latérales qui constituent l'évent, le fond et le haut du coffret ainsi que la paroi arrière. Faire attention à ne pas obturer le passage dans les évents. Prévoir éventuellement un socle de 25 à 50 mm en bois plein, sous le coffret, pour mieux isoler ce dernier du sol.



Le haut-parleur de grave 10CO1 de 260 mm.

Le médium et son coffret ovoïde

Le médium Focal de 175 mm porte la référence 7MC2. Il est impressionnant autant par son poids (2,5 kg) que par sa construction qui comporte l'originalité de posséder deux circuits magnétiques distincts, l'un derrière l'autre. Il est aussi à très haut rendement car il peut atteindre 97 dB dans la bande médium de 500 à 4 500 Hz. En effet, un second circuit magnétique constitué d'une bague/ferrite de 96 mm aimanté en opposition avec le circuit primaire est rivé derrière celui-ci. Cela a pour effet de repousser toutes les fuites à l'arrière du premier circuit pour les reconcentrer dans l'entrefer. Cette technique, totalement différente de l'utilisation de deux bagues ferrite l'une sur l'autre dans un seul et même circuit, accroît l'induction magnétique de 15 % sans rien changer de la structure du premier circuit magnétique. La finition du 7MC2 a été très étudiée : le saladier et les aimants sont peints d'une peinture marbrée et les trois plaques sont chromées.

Le 7MC2 peut être également considéré comme un basse-médium car sa fréquence de résonance est très basse : 37 Hz ce qui est rare pour un haut rendement.

Le cône du 7MC2 possède un profil droit avec 3 corrugations arrière. Ce profil volontairement non exponentiel garantit une dispersion spatiale excellente même si la courbe de réponse se limite à 5,5 kHz. L'accent a été porté plus sur la dispersion spatiale que sur l'étendue vers les hautes fréquences. Il possède une énergie acoustique constante. Une forme ovoïde pour le caisson médium-aigu, pourquoi ? Ce ne sont pas les mobiles esthétiques qui ont guidé la forme mais des critères techniques évidents. Cette forme particulière n'est pas une nouveauté, il y a une quinzaine d'années une enceinte ovoïde avait été réalisée par M. Joseph Leon pour l'O.R.T.F.

Une des principales qualités de l'œuf est la rigidité, notamment dans le sens de sa hauteur. Il est en effet impossible de casser un simple œuf de poule en pressant de chaque côté avec les deux mains par exemple. Dans le domaine acoustique on lutte constamment contre les résonances de tout ordre et notamment de parois.

La forme ovoïde paraît tout indiquée pour une utilisation de caisson de haut-parleur de par sa rigidité maximale. Si cette rigidité s'accompagne de l'utilisation d'un matériau tel que le plâtre armé de fibres de verre (une forme ovoïde ne peut qu'être moulée) comme c'est le cas dans le kit 500, on obtient une forme parfaitement neutre et inerte sur le plan des résonances. De plus, il est facilement démontrable que les modes d'établissement des ondes stationnaires à l'intérieur d'un caisson ovoïde forment un spectre beaucoup plus homogène et régulier que dans la plupart des autres configurations, mis à part la sphère.

De la sorte la courbe de réponse en fréquence du 7MC2 ne se voit pas affligée de gonflements ou de creux particuliers mais reste très régulière ce qui est appréciable pour effectuer au mieux une coupure grave-médium et à fréquence relativement basse.

La troisième raison, au moins aussi capitale que les deux autres, réside dans l'absence totale d'arêtes brutales dans le bafflage du médium et du tweeter et ceci dans les deux plans verticaux et horizontaux. Seule une forme ovoïde pouvait abriter le 17 cm et le tweeter de 12 cm pour obtenir cela.

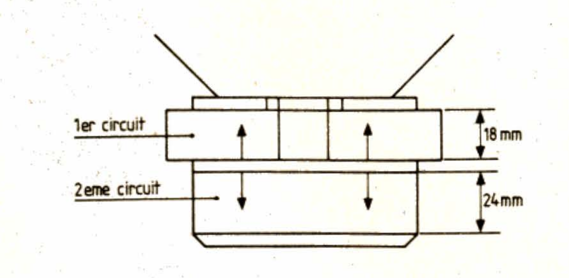


Fig. 2. – Les deux circuits se repoussent magnétiquement.

L'absence totale d'arêtes assure évidemment la meilleure dispersion spatiale. Comme l'accent a été porté tout spécialement sur la dispersion spatiale, dans la conception des deux haut-parleurs Focal, on ne peut qu'être satisfait que le caisson médium-aigu participe également à cette caractéristique. Excellente rigidité et absence de résonance, établissement idéal des ondes internes, dispersion spatiale optimale sont les trois raisons qui ont guidé le constructeur vers la forme ovoïde.

Le caisson est donc proposé moulé en plâtre de 16 mm d'épaisseur. L'aspect externe est brut mais parfaitement lisse. Il sera possible de compléter la finition avec une peinture laquée, par exemple, mais après l'avoir enduit d'un apprêt.

Les découpes et les feuillures des deux haut-parleurs sont déjà réalisées. Il ne reste qu'à les encastrer. Des écrous sont, même, noyés dans le matériau pour la fixation du 7MC2. Rappelons pour finir que le volume interne est de 16 l, que la charge est close et que les dimensions externes tiennent dans un rectangle de 40 × 30 cm. Il sera nécessaire de tapisser intérieurement le caisson avec de la laine de verre de 20 à 30 mm d'épaisseur.

Le tweeter

Le tweeter est le TI20FC que l'on rencontre dans 3 kits Focal sur 5. Son poids énorme de 1,5 kg le classe difficilement dans la catégorie des tweeters à dôme classique. En effet, ce n'est pas un dôme mais un mini-cône de 30 mm en fibres de verre tressées en forme de calotte dont la bobine de 20 mm est collée au centre. Sa suspension est comme celle d'un véritable médium, en mousse plate traitée en latex à l'avant et à l'arrière.

La forme a, là aussi, été dictée par des considérations de dispersion spatiale. En effet, si la réponse en fréquence ne dépasse pas 16,5 kHz, elle demeure identique à elle-même jusqu'à pratiquement 90° en dehors de l'axe. C'est en ce sens que l'on peut affirmer que le TI20FC est à énergie constante jusqu'à 15 kHz.

Beaucoup de tweeters sont réguliers, jusqu'à 20 ou même 25 kHz dans l'axe, mais chutent à 30° à partir de 13,14 kHz, à 45° à 11 kHz, pour ne plus dépasser les 10 kHz au-delà, et souvent on a l'impression de ne pas avoir d'aigus ou plus précisément d'extrême-aigus alors que la courbe de réponse axiale laisse apparaître le contraire. C'est dans le spectre de dispersion spatiale que le TI20FC diffère des autres tweeters.

De plus, le rendement du TI20FC est particulièrement élevé : 95,5 dB sans le moindre pavillon ou amorce de pavillon. Ce rendement énorme est la conséquence de la présence de pièces polaires en un acier à 50 % de cobalt, le Permendur, qui présente la particularité de ne se saturer magnétiquement qu'au-delà de 24 000 gauss alors que le fer doux classique à faible teneur en carbone utilisé couramment dans les plaques de champ et les noyaux de haut-parleurs se sature à 17 000 gauss, limitant ainsi le champ magnétique dans l'entrefer.

Le TI20FC possède le champ extraordinaire de 20 500 gauss. On comprend aisément, de la sorte, que le rendement soit aussi élevé.

Ce champ magnétique très élevé a pour effet d'amortir considérablement la fréquence de résonance et la courbe de réponse présente un profil ascendant sans surtension apparente. On serait presque tenté de couper électriquement à 6 dB/octave. Cette tentation est accentuée par le fait que la fréquence de résonance est très basse :

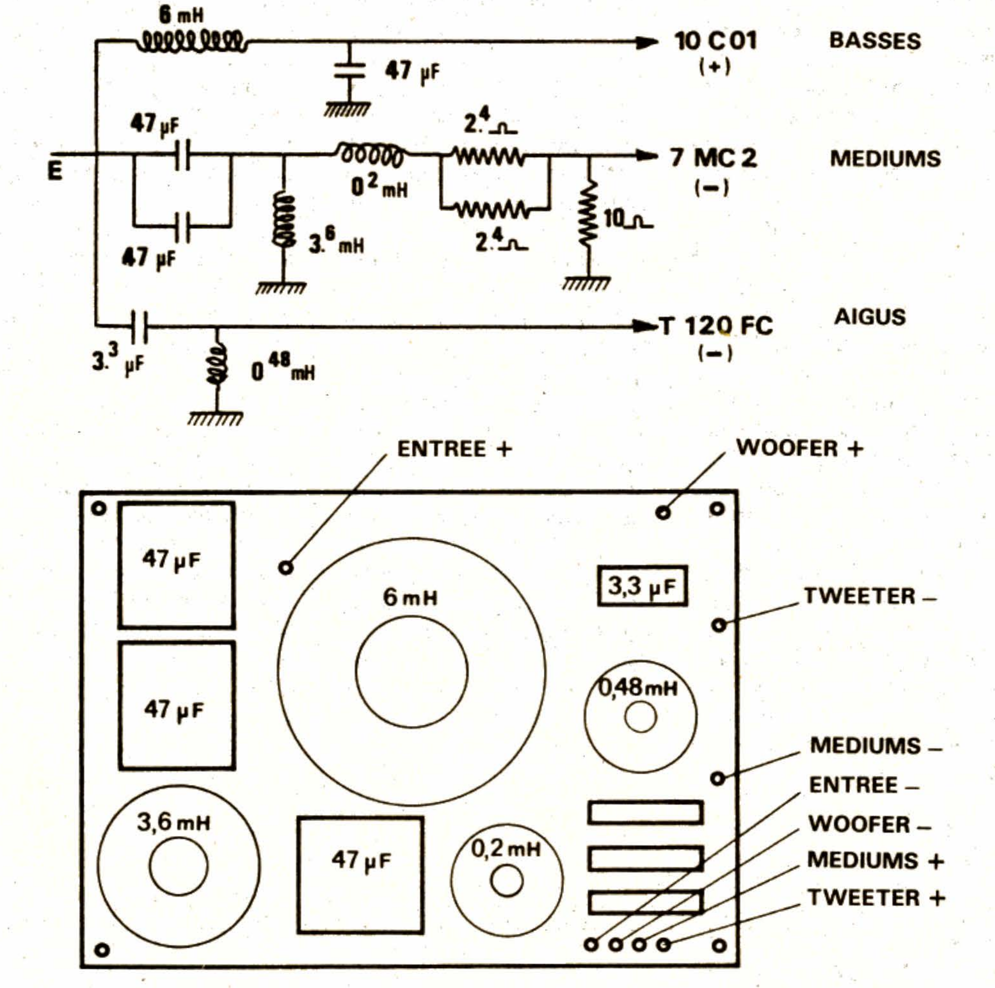


Fig. 3. – Schéma théorique du filtre et disposition des composants sur le circuit imprimé.

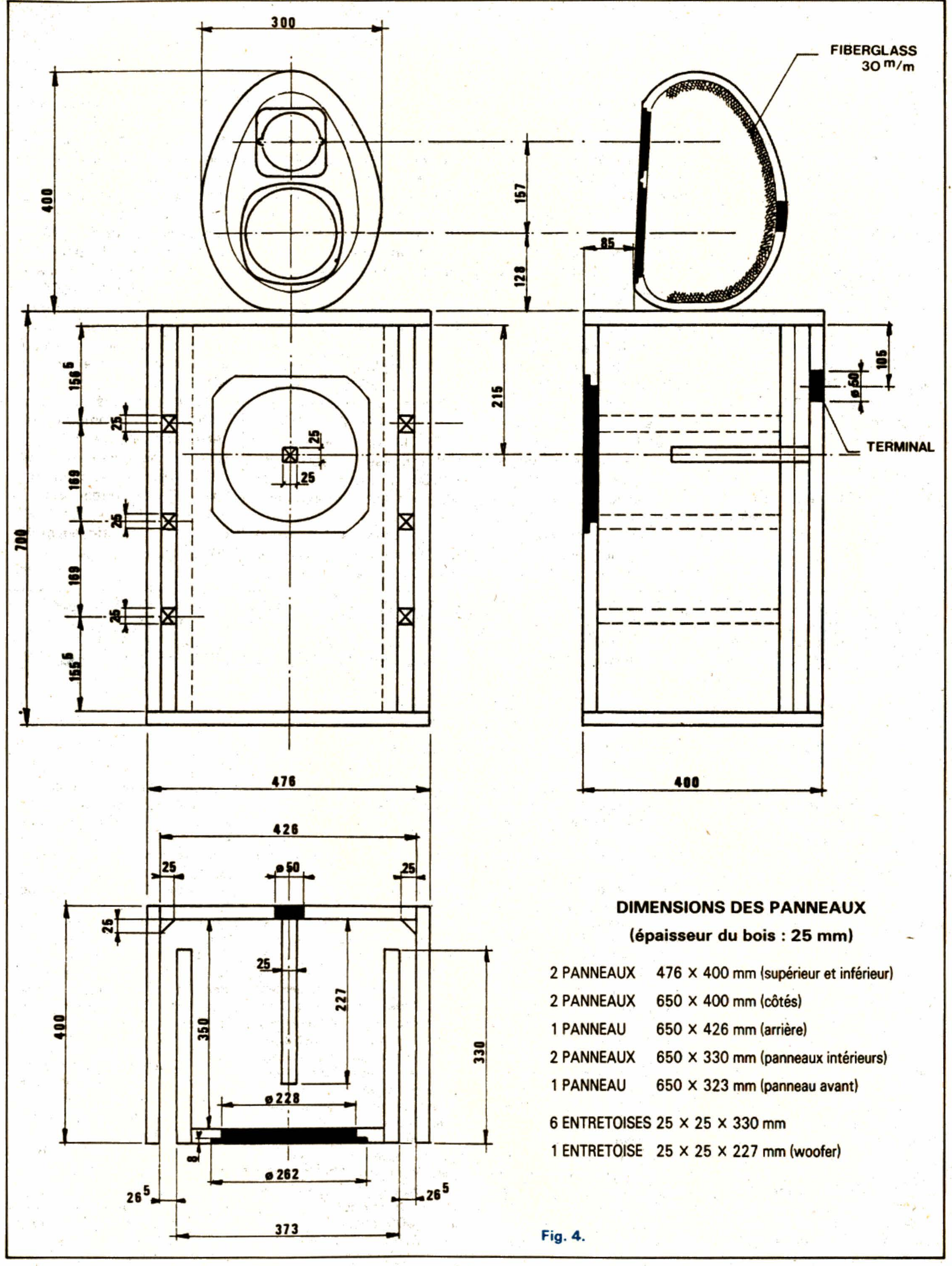

300
400
FIBERGLASS
30 m/m
157
128
85
215
105
ø 50
TERMINAL
700
156 5
169
169
155 5
25
476
400
426
25
ø 50
25
25
350
227
400
330
ø 228
8
ø 262
26 5
26 5
373
DIMENSIONS DES PANNEAUX
(épaisseur du bois : 25 mm)
2 PANNEAUX 476 × 400 mm (supérieur et inférieur)
2 PANNEAUX 650 × 400 mm (côtés)
1 PANNEAU 650 × 426 mm (arrière)
2 PANNEAUX 650 × 330 mm (panneaux intérieurs)
1 PANNEAU 650 × 323 mm (panneau avant)
6 ENTRETOISES 25 × 25 × 330 mm
1 ENTRETOISE 25 × 25 × 227 mm (woofer)

Fig. 4.

550 Hz. Cependant on connaît les limites d'un tel filtrage sur le plan de la tenue en puissance.

Le filtre

Le grave 10CO1 est coupé à 12 dB/octave, le médium 7MC2 à 12 dB/ octave également dans le bas à 350 Hz mais à 6 dB/ octave à 3 900 Hz dans le haut, le TI20FC est coupé, lui aussi, à 12 dB/ octave à cette même fréquence (fig. 3).

La qualité des composants prime sur le nombre : 4 selfs à air, 4 condensateurs en papier métallisé SCR et 3 résistances bobinées de 12,5 W pour abaisser le rendement du 7MC2 et le ramener à 95,5 dB. La self à air de 6 mH en série avec le 10CO1 ne fait que 0,55 Ω. Cette faible valeur de résistance est inférieure à 10 % de la valeur de la résistance ohmique du 10CO1 ce qui constitue le seuil de tolérance par le calcul de l'accord du bass-reflex. Cette self ne pèse pas moins de 2 kg à elle seule.

Il serait meilleur de ne pas fixer le filtre complet, câblé, à l'intérieur du coffret de basse. Cela complique les sorties de fil en provenance du caisson médium-aigu. Le mieux est de le visser à l'extérieur sur la face arrière du coffret de basse, verticalement. On peut utiliser du câble de 2,5 mm² de section entre les haut-parleurs et le filtre mais alors faire attention de ne pas chauffer exagérément les sorties du tweeter TI20FC car les cosses sont noyées dans la plaque avant en altuglass. Il sera préférable d'isoler le filtre du coffret grave en y intercalant une pièce de feutre ou de laine de verre.

Derniers conseils

Sur le plan, apparaît un trou de Ø 50 sur la façade arrière du coffret de basses. C'est, tout simplement, la prise arrière du coffret basse, les sorties du 10CO1. Il est possible de prévoir toutes autres sorties.

Un méplat a été prévu sous le caisson ovoïde pour pouvoir le poser sur le sommet du coffret de graves. Faire attention cependant, de ne pas trop le bousculer car la surface de contact est faible. Il est recommandé d'intercaler du Scotch double face. Il est nécessaire d'isoler le 7MC2 du coffret ovoïde par l'intermédiaire du même mastic prévu pour le 10CO1. Pour le tweeter l'isolement n'est pas nécessaire. Reculer le caisson médium-aigu de 85 mm comme indiqué sur le plan.

Nous espérons avoir été suffisamment complet sur cette réalisation en kit d'un type un peu nouveau. Les difficultés de réalisation sont très atténuées par la fourniture dans le Kit 500 du caisson ovoïde en staff pour le médium-aigu. ■

Bloc-notes

LA « MUSIQUE »

EST-ELLE AFFECTEE PAR SON TRAITEMENT NUMERIQUE ?

Le monde des « Oreilles d'Or » britanniques est en émoi. La question est importante : est-il possible qu'un enregistrement numérique puisse « sonner » aussi bien, que son homologue analogique ?

Ivor Tiefenbrun, directeur de la firme Linn de Glasgow, justement réputée pour ses très coûteuses tables de lecture, joue également le rôle de gourou, à la tête des ennemis de l'enregistrement numérique. (Proximité du « Compact Disc ». Economiquement cela se comprend. Les belles « Jaguar » coûtent cher.) Selon M. Tiefenbrun, le traitement numérique d'un message sonore en détruirait le contenu musical. On aimerait savoir ce que cela signifie, très exactement. Qu'est-ce au juste que la « musique » ? D'après les textes ce serait « l'art de combiner les sons » (autrefois on ajoutait« d'une manière agréable à l'oreille » – la notion de plaisir est relative, et de plus inutile, actuellement). On peut supposer que le contenu musical d'un assemblage de sons tienne à la réaction, favorable ou défavorable, de notre complexe cérébral, au stimulus auditif qu'il provoque. Cela est strictement individuel. Qu'est-ce que « détruire » cette réaction ? Sans doute, peut-on la modifier ; mais « détruire » paraît impossible. (A moins qu'il n'y ait, humainement, qu'une seule réponse autorisée. En politique, cela porte un nom.)

Laissons cela. Admettons qu'il est une « musique », quelque ineffable qu'elle soit. Donc M. Tiefenbrun soutient que l'enregistrement numérique détruit la « musique » et entreprend de le démontrer expérimentalement. A cet effet, l'éditeur « Aloi Records » (associé à Linn) vient de graver un disque microsillon (donc mécaniquement analogique) du groupe folklorique écossais « Ossian » : l'une des faces a été enregistrée analogiquement, l'autre numériquement (même contenu) et les auditeurs cobayes appelés à juger la « musicalité » ignorent le type d'enregistrement utilisé pour chaque face. Avec une très bonne chaîne d'écoute stéréophonique, il apparaît de subtiles différences, nullement dramatiques. La « musique détruite » renaît de ses cendres, tel le Phénix ; et il n'est aucunement étonnant que les préférences se répartissent équitablement entre les deux modes de stockage du message sonore.

Et, maintenant, traitons de l'équité technique. L'enregistrement analogique fut effectué avec un magnétophone japonais, de marque Otari (près de 70 000 francs), sur bande de 12,5 mm, défilant à 76 cm/s (double de la vitesse habituelle pour réduire les distorsions ; mais assez coûteuse : 275 francs de ruban pour 16 minutes). Pour l'enregistrement numérique, on se contenta d'un magnétoscope Sony F1, associé à un convertisseur numérique de type semi-professionnel (le tout revient à 17 000 francs, environ). La vidéo-cassette standard, de type « Beta », coûte une centaine de francs et dure trois heures.

N'est-ce pas déjà concluant, que pour tenter de battre (avec des résultats incertains) une « Deux chevaux » numérique, il fallut faire appel à une « Ferrari » analogique !

R.L.

Référence : « Is digital sound destroying music » ? (New Scientist, 8 septembre 1983).

UN CAPACIMETRE A 4 DIGITS

LE CX 3

ENCORE un capacimètre digital vous direz-vous. Oui, car après les CX 1 et CX 2 qui faisaient appel à la technologie TTL ou TTL LS, il nous a semblé intéressant de décrire un appareil réalisé à l'aide de circuits dernier cri. Le CX 3 utilise en effet le circuit spécialisé INTERSIL 7217 A comme compteur et emploie exclusivement des circuits C.MOS pour toutes les fonctions.

I – Description du CX3

A. Performances

– Mesure des capacités de 1 pF à 999,9 µF en 6 gammes :
pF : de 1 pF à 9 999 pF ; nF1 : de 0,01 nF à 99,99 nF ; nF2 : de 0,1 nF à 999,9 nF ; µF1 : de 0,001 à 9,999 µF ; µF2 : de 0,01 µF à 99,99 µF.
– Précision générale des mesures : 0,2 % +/– 1 digit.
– Résolution : 3 mesures par seconde.
– Compensation externe de la capacité parasite du circuit d'entrée.
– Affichage mémorisé sur 4 digits (hauteur des afficheurs LED : 13 mm).
– Indicateur de dépassement de la capacité du compteur.
– Encombrement réduit : 110 × 170 × 45 mm.
– Alimentation sur secteur 220 V.

B. Présentation de l'appareil

Nous avons repris le principe de fonctionnement du CX 2 et nous bornerons donc à décrire les différences essentielles entre les deux appareils. Le principe de mesure est le même et le CX 3 n'est ni plus ni moins qu'un périodemètre commandé par un oscillateur délivrant des signaux d'une durée proportionnelle à la capacité du condensateur à mesurer.

Le CX 3 utilise des circuits C.MOS, ce qui présente comme avantages principaux une consommation réduite et, partant de là, un échauffement faible. Par contre, ces circuits ont une vitesse de commutation bien plus lente que les TTL (1 à 2 MHz pour les circuits courants contre près de 50 MHz pour la TTL LS) et il nous a fallu supprimer la lecture du 1/10e de picofarad que permettait le CX 2. L'autre originalité du CX 3 est constituée par le compteur qui utilise un circuit spécialisé INTERSIL du type ICM 7217A. Ceci nous a permis de simplifier la réalisation de l'appareil, le nombre des circuits intégrés passant de 26 à 16. Ce nombre réduit de composants fait que le CX 3 a la taille d'un multimètre digital courant sans que la facilité de réalisation ait eu à souffrir d'une miniaturisation forcenée.

Avant d'entrer dans le vif du sujet, il nous paraît intéressant de comparer le CX 2 au CX 3 afin de guider le choix de ceux qui hésiteraient entre l'un et l'autre. Les avantages incontestables du CX 2 sont : la lecture sur 5 digits et la possibilité d'évaluer le 1/10e de picofarad. Ceux du CX 3 sont : une plus grande stabilité de la mesure sur les deux premières gammes et une immunité plus importante du circuit d'entrée vis-à-vis de l'échauffement interne de l'appareil. Signalons enfin que la mesure de capacités inférieures à 50 pF est plus précise sur le CX 2 en raison d'une résolution plus fine d'une part, et d'une vitesse de commutation plus élevée des circuits TTL d'autre part.

II – Etude du CX 3

Comme nous l'avons indiqué plus haut, la conception du CX 3 est très proche de celle du CX 2. L'étude des schémas sera donc limitée aux seules différences entre les deux appareils. Les lecteurs désirant approfondir le sujet peuvent donc se reporter aux articles des numéros 1691 et 1692 de la revue.

A. Le circuit ICM 7217A

Le schéma de la figure 1 vous montre les différentes connexions du circuit ICM 7217A et sa liaison avec un bloc de 4 afficheurs à cathode commune. Le circuit existe également en version anode commune sous la dénomination ICM 7217 IJI qui est moins répandue, ce qui justifie notre choix. Il s'agit d'un circuit réalisé en technologie MOS LSI et il permet de construire très facilement un compteur à 4 digits. L'affichage est multiplexé, ce qui signifie que toutes les anodes des afficheurs 7 segments seront

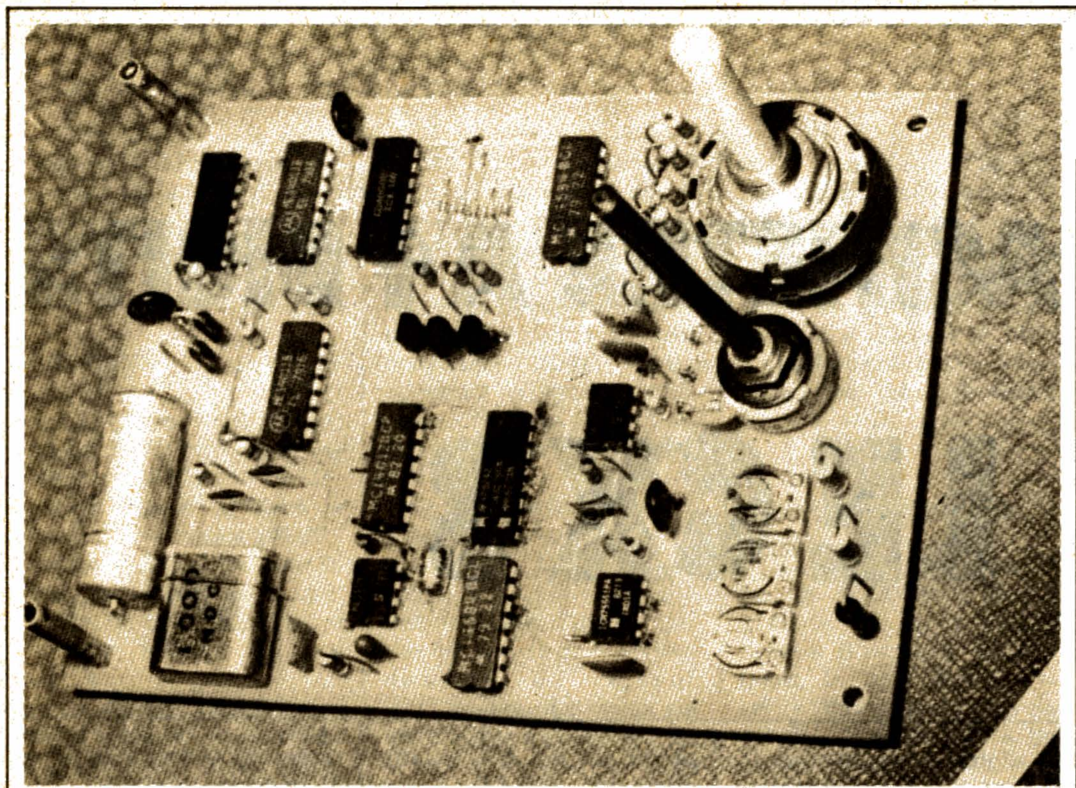


Photo 1. – Le circuit A est câblé. Notez la bonne accessibilité des composants malgré la densité assez élevée.

reliées entre elles. Il est possible de comparer le comptage à une information déterminée à l'aide de roues codeuses branchées entre BCD I/O et D_1, D_2, D_3 et D_4, possibilité qui ne séra pas employée dans le CX 3. La consommation typique du 7217A sous 5 V est de 120 mA lorsque tous les segments sont allumés (à comparer aux 500 mA d'un circuit équivalent en TTL !). Par ailleurs, toutes les entrées sont protégées et l'intensité dans chaque segment est de l'ordre de 12,5 mA, ce qui garantit une luminosité satisfaisante de l'affichage.

Passons à présent en revue les différentes entrées du circuit :

– COUNT INPUT (broche 8) : Entrée du compteur. Le comptage s'effectue sur le front montant du signal de commande.

– STORE (broche 9) : Le contenu du compteur est transféré sur les afficheurs quand cette entrée est à l'état « 0 ».

– UP/DOWN (broche 10) : Le compteur avance d'un pas à chaque impulsion sur l'entrée COUNT quand cette broche est à l'état « 1 » (ou en l'air) et décompte dans le cas contraire.

– RST (broche 14) : Le compteur est remis à zéro quand cette entrée est à l'état « 0 ».

– SCAN (broche 13) : Permet par une commande extérieure de faire varier la fréquence du multiplexage et, partant de là, la luminosité de l'affichage. Cette fréquence est d'environ 10 kHz quand cette entrée est laissée « en l'air ».

– BCD I/O (broches 4 à 7) : En reliant ces entrées à des roues codeuses reliées aux sorties D_1 à D_4, on peut intervenir sur le positionnement du compteur ou sur celui du registre interne afin d'effectuer une comparaison.

– LOAD REG (broche 11) : Le registre interne du circuit est chargé avec le contenu des entrées BCD I/O quand cette broche est à l'état « 1 », ce qui permet une comparaison future du registre et du compteur.

– LOAD CTR (broche 12) : Le compteur est positionné par le contenu des entrées BCD I/O quand cette broche est à l'état « 1 ».

– EQUAL (broche 3) : Cette sortie passe à l'état « 0 » lorsque le contenu du compteur est égal à celui du registre.

– ZERO (broche 2) : Cette sortie passe à l'état « 0 » lorsque les sorties du compteur sont toutes à zéro.

– CARRY/BORROW (broche 1) : Cette sortie passe à l'état « 1 » pendant 0,5 µs lors du dépassement de la capacité du compteur.

– DISP CTR (broche 20) : Les zéros non significatifs sont effacés lorsque cette entrée est laissée en l'air et sont affichés quand elle est à l'état « 0 ».

Comme on peut s'en apercevoir, les possibilités du ICM 7217 sont très grandes et nous n'en utiliserons qu'une partie. Par contre, le seul « défaut » que l'on pourrait reprocher à ce compteur à tout faire est sa vitesse de comptage assez basse puisqu'elle est donnée pour 2 MHz maximum.

B. L'oscillateur et la commande de porte

Le schéma de la figure 2 présente un certain air de famille avec son équivalent du CX 2. On voit que l'oscillateur, toujours bâti autour d'un ICM 7555, est

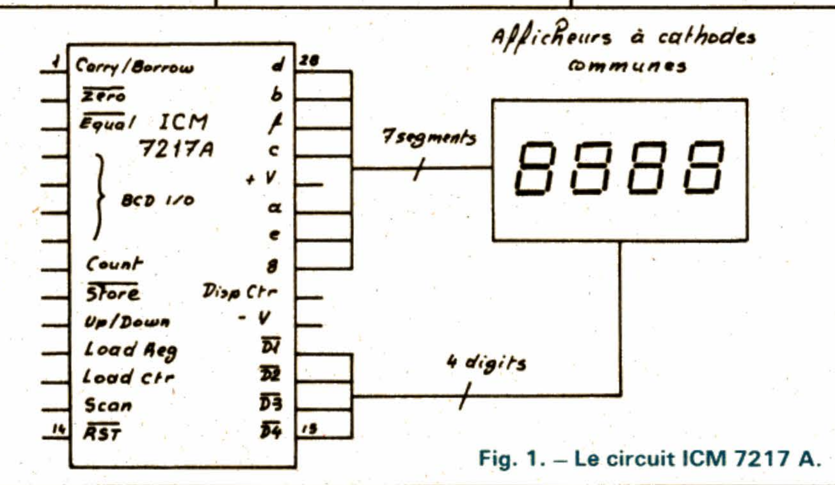
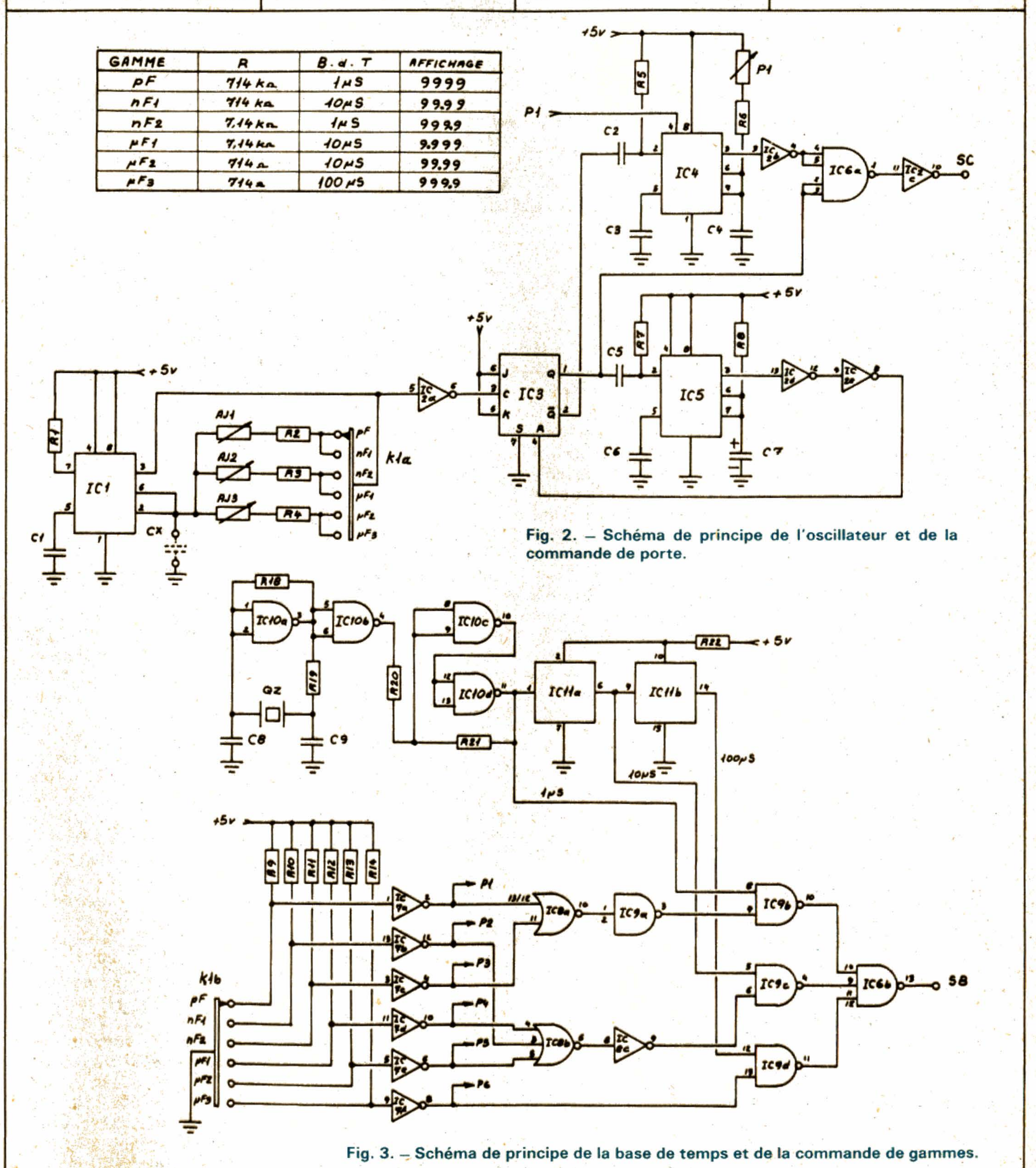


Fig. 1. – Le circuit ICM 7217 A.

cette fois doté de trois gammes au lieu de deux pour le CX 2. Nous obtenons par le jeu de K_{1a} des résolutions de 1 pF/µs, 0,1 nF/µs et 0,1 µF/µs.

Le signal carré délivré par IC_1 est injecté sur l'horloge du diviseur par deux IC_3 dont l'entrée RESET (broche 4) est pilotée par un monostable du type NE 555 (IC_5), lui-même commandé par IC_3. La constante de temps de IC_5 étant de 300 ms environ,



GAMME	R	B.d.T	AFFICHAGE
pF	714 kΩ	1µS	9999
nF1	714 kΩ	10µS	99.99
nF2	7,14 kΩ	1µS	999.9
µF1	7,14 kΩ	10µS	9.999
µF2	714 Ω	10µS	99.99
µF3	714 Ω	100µS	999.9

Fig. 2. – Schéma de principe de l'oscillateur et de la commande de porte.

Fig. 3. – Schéma de principe de la base de temps et de la commande de gammes.

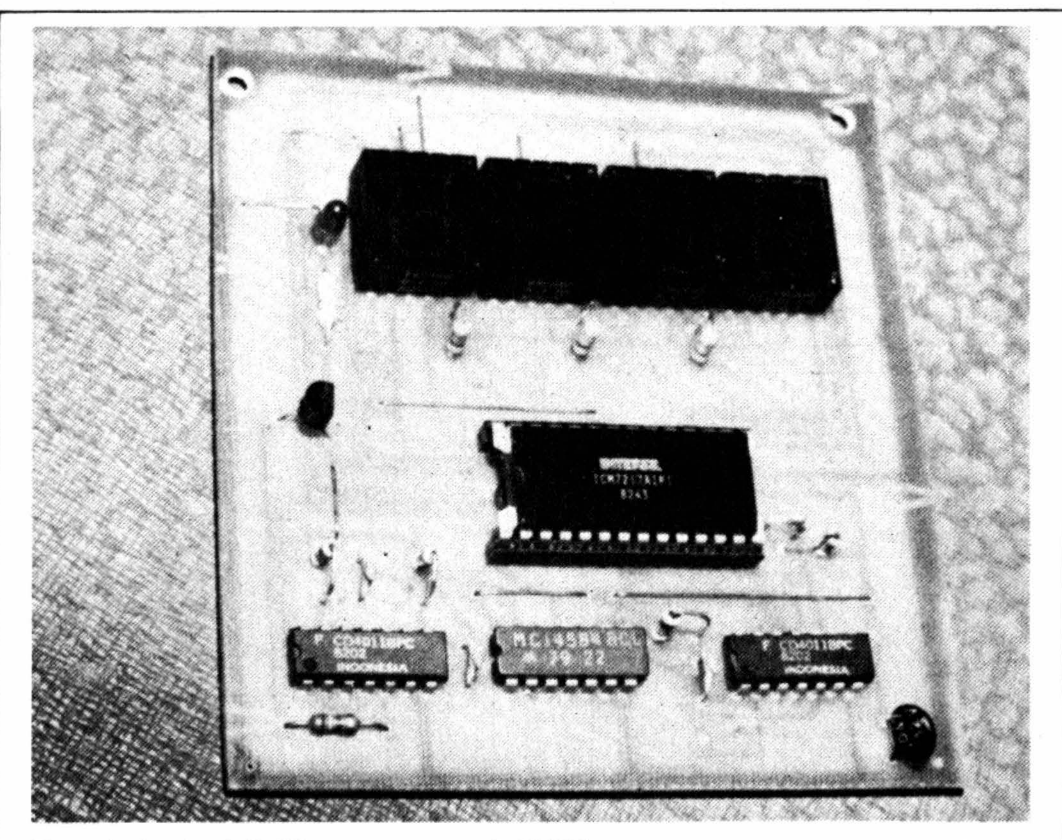


Photo 2 : Le circuit B. Mieux vaut monter le 7217A sur un support.

nous obtenons en Q de IC_3 un signal à l'état « 1 » pendant un temps correspondant à la période du signal produit par l'oscillateur et ce, toutes les 300 μs environ.

Le circuit IC_4 (NE 555) est également monté en monostable et sa constante de temps varie grâce à P_1 de 4 à 40 μs. Son but est de compenser en gamme « pF » la capacité parasite d'entrée en différant l'apparition du signal SC par le blocage de la porte NAND IC_{6a}. IC_4 n'est mis en fonction que sur la gamme « pF » grâce à l'information P_1 qui est donnée par le commutateur.

C. La base de temps et la commande de gammes

Le schéma de la figure 3 vous montre que l'horloge utilise un quartz dont la fréquence d'oscillation est de 1 MHz. L'oscillateur proprement dit est constitué d'une porte NAND (IC_{10a}) montée en inverseur et suivi d'un circuit de mise en forme (IC $_{10b}$, IC_{10c} et IC_{10d}). Le signal est divisé deux fois par 10 grâce aux circuits IC_{11a} et IC_{11b} qui sont des décades C.MOS du type 4518.

Désirant simplifier la construction du CX 3 au maximum, nous avons réalisé l'ensemble des commutations de gammes à l'aide de circuits logiques, ce qui nous a permis d'utiliser un commutateur 2 circuits/ 6 positions économique au lieu du 4 circuits/ 6 positions, qui aurait été nécessaire autrement. On voit sur le schéma que les points P_1, P_2, etc., ne sont à l'état « 1 » que si le curseur de K_{1b} est à la masse. Les signaux de la base de temps parviennent donc en SB suivant la gamme choisie.

D. Le compteur

Le schéma de la figure 4 brille par sa simplicité et ce qui a été dit plus haut au sujet du circuit ICM 7217A prend toute son impor-

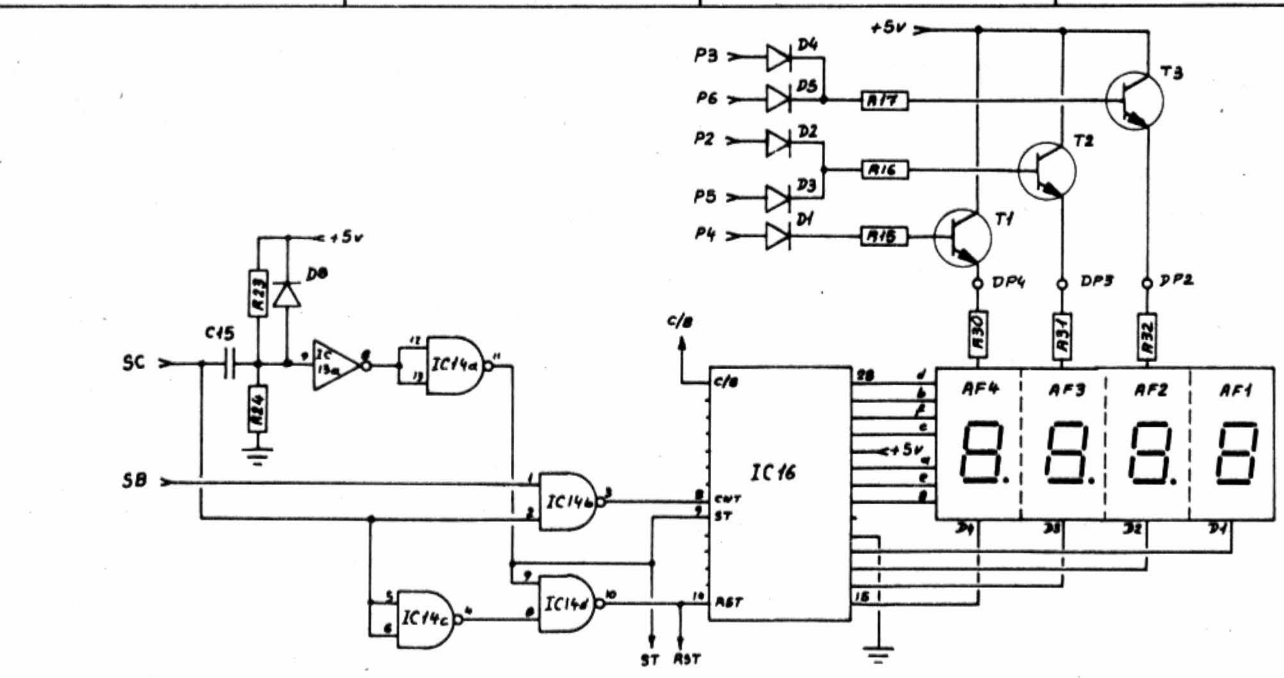


Fig. 4. – Schéma de principe du compteur et du positionnement de la virgule.

tance : construire de nos jours un compteur à affichage à 4 digits mémorisé devient (presque) un jeu d'enfant.

Compte tenu de ce qui a été dit plus haut, nous rappelons que la mesure d'un condensateur de 1 000 pF en gamme « pF » entraîne l'apparition en SC d'un signal à l'état « 1 » pendant 1 000 μs et à l'état « 0 » pendant 300 ms. La porte (IC_{14b}) laissera donc passer 1 000 impulsions de comptage tant que SC sera à l'état « 1 ». La descente du signal SC provoque l'apparition, grâce au réseau C_{15} + R_{23} + R_{24}, d'une impulsion négative sur ST de 50 μs environ, ce qui entraîne le transfert du résultat du comptage vers les afficheurs. Dès que le signal ST est revenu à l'état « 1 », RST passe à l'état « 0 », ce qui provoque la remise à zéro du compteur. Il est bien évident qu'un nouveau cycle comptage/transfert/remise à zéro recommence dès qu'une nouvelle impulsion apparaît en SC.

Le positionnement de la virgule est assuré très simplement par 3 transistors (T_1, T_2 et T_3), montés en collecteur commun et dont les bases sont reliées aux points P_2, P_3, etc., par de simples diodes afin de permettre l'allumage de l'un ou l'autre des points décimaux suivant la gamme choisie.

L'indicateur de dépassement de la capacité de comptage du 7217 est réalisé à l'aide de 4 portes NAND comme le montre la figure 5. L'apparition de l'impulsion indiquant ce dépassement en C/B entraîne le passage à l'état « 1 » de la sortie de IC_{15a} et celle du signal ST l'allumage via T_4 du voyant LED. L'arrivée de l'impulsion de remise à zéro générale RST provoque ensuite le passage à l'état « 0 » de la sortie de IC_{15a} et l'extinction du voyant. Le voyant clignote donc au rythme des mesures tant que l'on est en dépassement de la capacité du compteur.

E. L'alimentation

Nous avions envisagé au départ d'alimenter le CX 3 sur batteries car la consommation de l'appareil n'excède pas 120 mA. Nous en sommes néanmoins venu à une alimentation sur secteur car un capacimètre est par essence un instrument de labo. Le schéma de la figure 6 se passe presque de commentaire et nous avons vu « large » car, grâce au transfo de 3 VA et au régulateur 7805, nous disposons de 300 mA pour 120 nécessaires.

Compte tenu du multiplexage de l'affichage, nous avons fortement découplé l'alimentation des circuits et, plus particulièrement, l'oscillateur d'entrée. Comme de coutume, les condensateurs de découplage ne sont pas représentés sur les schémas afin de ne pas surcharger ces derniers.

III – Réalisation

La réalisation d'un appareil de mesure précis et fiable demande, comme il se doit, beaucoup de soin et de méthode. Nous avons essayé de vous simplifier la tâche autant que faire se peut et c'est ainsi que nous avons utilisé des composants courants, lesquels sont d'ailleurs distribués chez Selectronic à Lille ainsi que les circuits imprimés gravés et percés.

A. Liste des composants

Résistances et potentiomètres :

– 1/4 W 5 % couche métallique :

R_1 : 10 kΩ
R_2 : 680 kΩ
R_3 : 6,8 kΩ
R_4 : 390 Ω

– 1/4 W 5 % couche carbone :

R_5 : 2,7 kΩ
R_6 : 470 Ω
R_7 : 2,7 kΩ
R_8 : 1 MΩ
R_9 : 22 kΩ
R_{10} : 22 kΩ
R_{11} : 22 kΩ
R_{12} : 22 kΩ
R_{13} : 22 kΩ
R_{14} : 22 kΩ
R_{15} : 2,7 kΩ
R_{16} : 2,7 kΩ
R_{17} : 2,7 kΩ
R_{18} : 1 MΩ
R_{19} : 5,6 kΩ
R_{20} : 10 kΩ
R_{21} : 100 kΩ

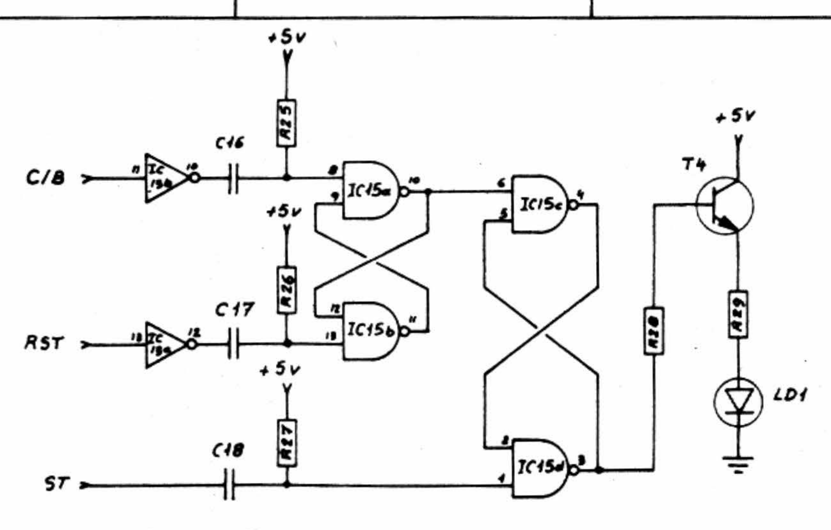


Fig. 5. – Schéma de l'indicateur de dépassement.

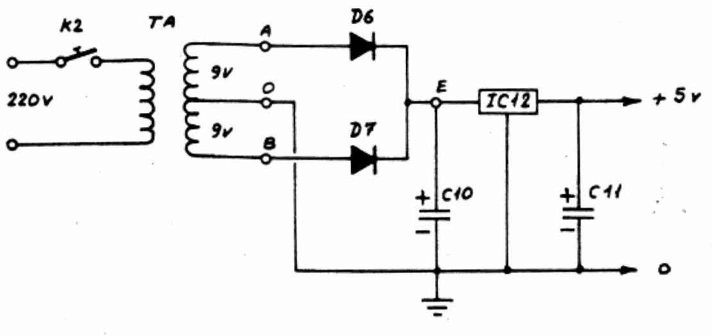


Fig. 6. – Schéma de l'alimentation.

R_{22} : 39 kΩ
R_{23} : 10 kΩ
R_{24} : 22 kΩ
R_{25} : 10 kΩ
R_{26} : 10 kΩ
R_{27} : 10 kΩ
R_{28} : 2,7 kΩ
R_{29} : 330 Ω
R_{30} : 68 Ω
R_{31} : 68 Ω
R_{32} : 68 Ω

– **VA O5 H Cermet :**
AJ_1 : 47 kΩ
AJ_2 : 470 Ω
AJ_3 : 100 Ω
P_1 : 10 kA miniature, axe de 4 mm

– **Condensateurs :**
C_1 : 10 nF 63 V céramique
C_2 : 220 pF 63 V céramique
C_3 : 10 nF 63 V céramique
C_4 : 5,6 nF 63 V céramique
C_5 : 470 pF 63 V styroflex
C_6 : 10 nF 63 V céramique
C_7 : 0,47 μF 35 V tantale goutte
C_8 : 33 pF 63 V céramique
C_9 : 33 pF 63 V céramique
C_{10} : 1 000 μF 16 V chimique
C_{11} : 47 μF 6,3 V tantale goutte
C_{12} : 47 nF 12 V GFO
C_{13} : 47 nF 12 V GFO
C_{14} : 47 μF 6,3 V tantale goutte

– **céramique :**
C_{15} : 4,7 nF 63 V
C_{16} : 4,7 nF 63 V
C_{17} : 4,7 nF 63 V
C_{18} : 4,7 nF 63 V
C_{19} : 47 μF 6,3 tantale goutte
C_{20} : 47 nF 12 V GFO

– **Semi-conducteurs et circuits intégrés :**
IC_1 : ICM 7555
IC_2 : 40106 ou 4584
IC_3 : 4027
IC_4 : NE 555 N
IC_5 : NE 555 N
IC_6 : 4012
IC_7 : 40106 ou 4584
IC_8 : 4000
IC_9 : 4011
IC_{10} : 1011
IC_{11} : 4518
IC_{12} : 7805 boîtier TO 220
IC_{13} : 40106 ou 4584

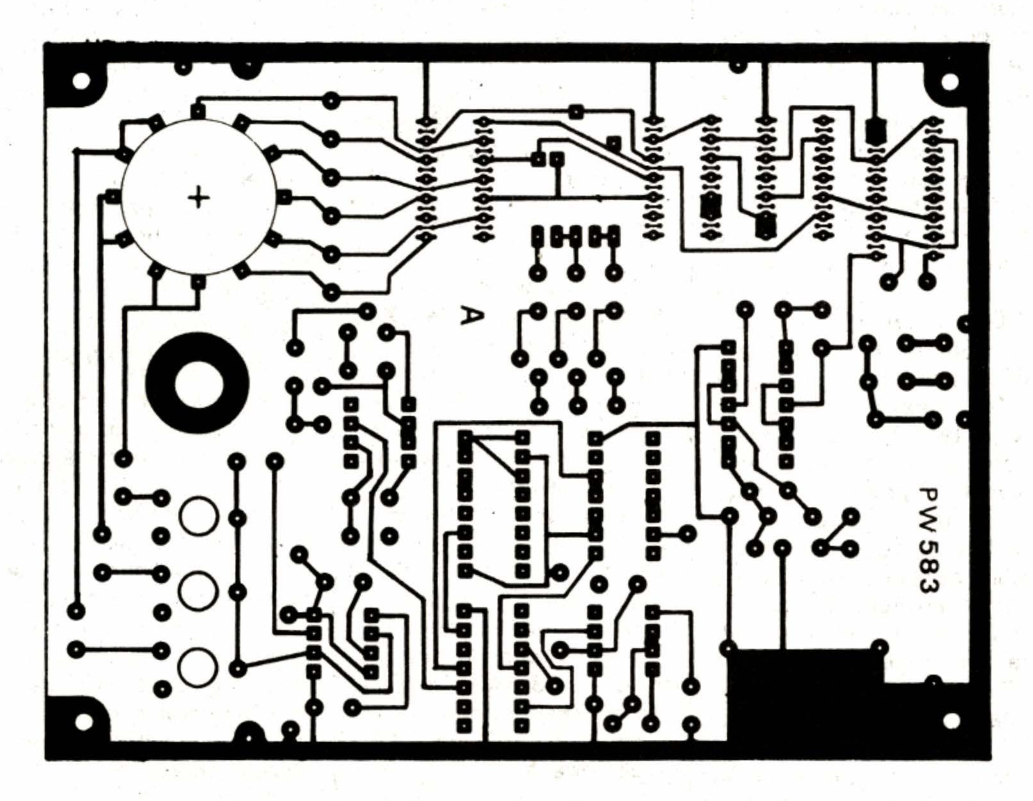


Fig. 7. – Le circuit A (verso). Epoxy double face 15/10e.

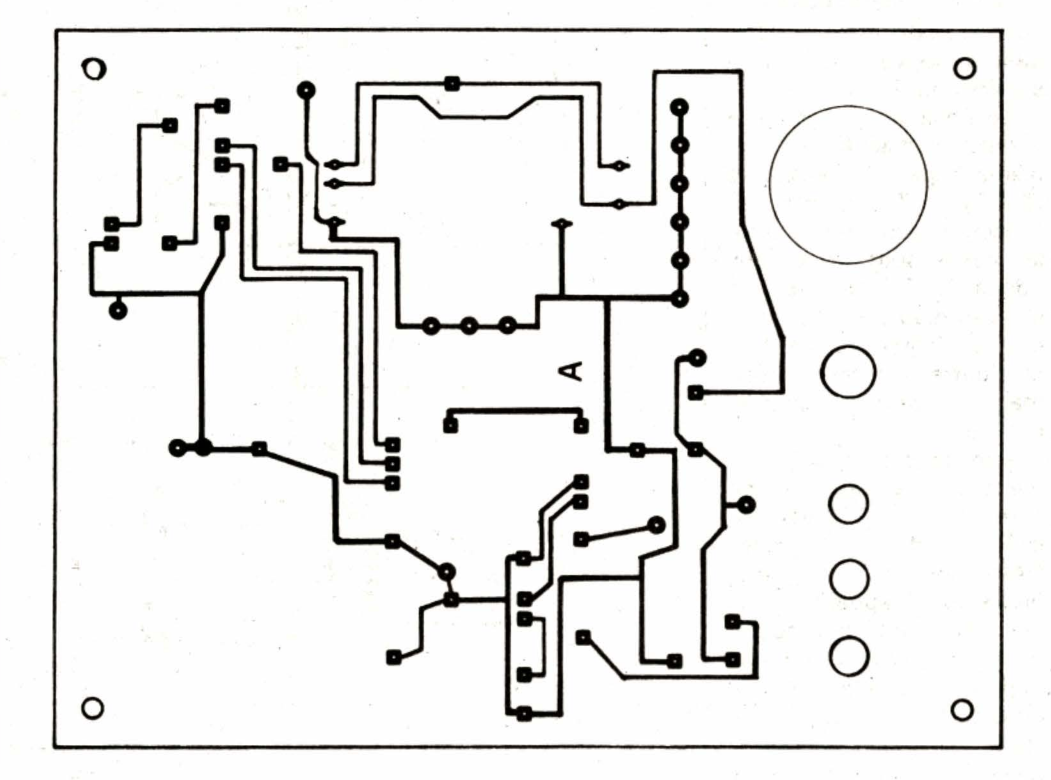


Fig. 8. – Le circuit A (recto).

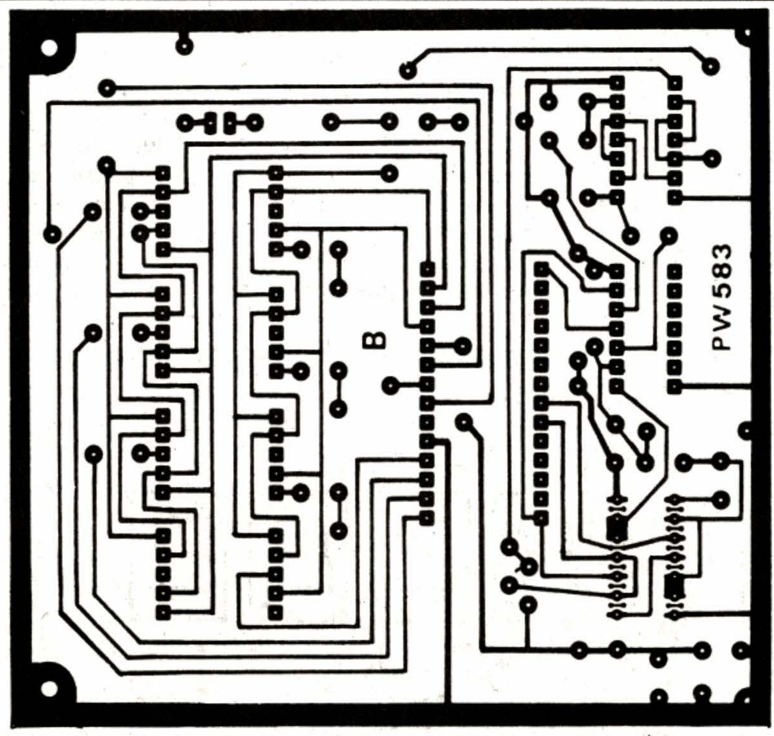


Fig. 9. – Le circuit B. Epoxy 15/10ᵉ, simple face.

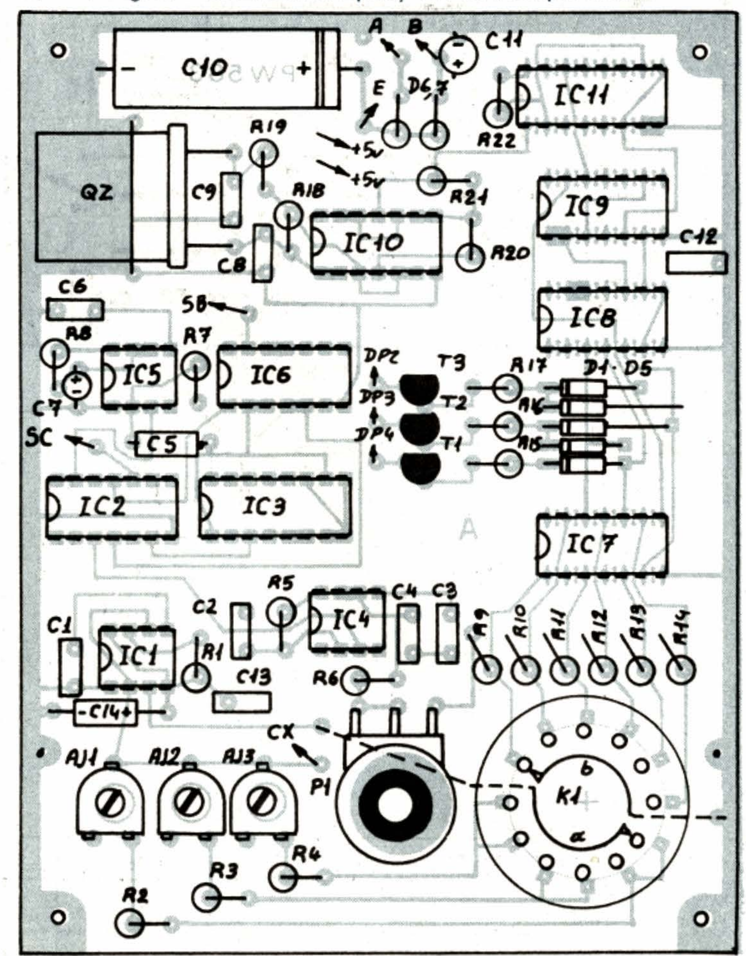


Fig. 10. – Implantation des composants sur le circuit A.

IC_{14} : 4011
IC_{15} : 4011
IC_{16} : ICM 7217 A
D_1 : 1 N 4148
D_2 : 1 N 4148
D_3 : 1 N 4148
D_4 : 1 N 4148
D_5 : 1 N 4148
D_6 : 1 N 4002
D_7 : 1 N 4002
D_8 : OA 95
T_1 : BC 237 B
T_2 : BC 237 B
T_3 : BC 237 B
T_4 : BC 237 B
AF_1 : FND 500 Fairchild
AF_2 : FND 500 Fairchild
AF_3 : FND 500 Fairchild
AF_4 : FND 500 Fairchild
LD_1 : diode LED rouge 3 mm

– **Matériel divers**

TA : transfo 220/2 × 9 V 3 VA
K_1 : commutateur rotatif AB Electronics 2 circuits - 6 positions - blindé
K_2 : inverseur unipolaire 7101 C & K
QZ : quartz 1 MHz boîtier HC 33/U
1 support de circuit intégré 28 broches profil bas
1 circuit imprimé A époxy double face
1 circuit imprimé B époxy simple face
2 entretoises laiton diam. 4 mm, long. 30 mm
2 entretoises laiton diam. 4 mm, long. 5 mm
3 boulons 3/10
12 vis à tôle de 3/5
2 douilles « banane » de 2 mm
1 bouton ELCEY diam. 16 mm avec index.
1 coffret tôle d'alu de 10/10ᵉ (voir texte)
1 rodoïd rouge
1 cordon secteur
1 passe-fil

B. Montage du CX 3

La réalisation de l'appareil commence par celle des circuits imprimés dont les tracés sont indiqués sur les figures 7, 8 et 9. Comme vous pouvez le constater, le circuit A est un double

face technique que nous n'avons pu éviter étant donné la densité importante des composants. Moyennant un peu de patience et beaucoup d'attention, les deux circuits sont tout à fait réalisables à l'aide d'un feutre et des symboles à transfert direct. Nous tenons à signaler pour la petite histoire que tous nos circuits sont réalisés de la sorte.

Vos circuits percés et étamés, implantez les composants en suivant les indications des figures 10 et 11. Nous vous recommandons de commencer par la pose des straps et composants passifs et de veiller à l'orientation correcte des diodes, transistors et condensateurs polarisés. Terminez le câblage par la pose des circuits intégrés en reliant la panne de votre fer à souder à la masse. K_1 est directement soudé sur le circuit A et son boîtier doit être relié à la masse du circuit. Le quartz est fixé au circuit par un fil de cuivre qui en encercle le boîtier et P_1 est collé sur la face supérieure du circuit à l'Araldite.

Les deux circuits imprimés étant à présent câblés, il vous reste à les assembler à l'aide des deux entretoises laiton soudées sur la partie arrière de A alors que l'avant des deux circuits est relié par un simple fil de cuivre de 10/10 mm. Effectuez à l'aide de fil rigide de 6/10 mm toutes les liaisons entre A et B et vérifiez très soigneusement votre travail avant toute mise sous tension.

En vous aidant des figures 12 et 13, réalisez le coffret en tôle d'alu de 10/10 mm. Assemblez les deux parties à l'aide de vis à tôle de 3/5 et installez tous les composants à l'intérieur en prenant garde de centrer correctement les afficheurs sous la fenêtre correspondante. La décoration du coffret peut être faite à l'aide d'un émail du type ferronnerie qui tient très bien sur la tôle d'alu. La face avant visible sur les photographies sera recopiée sur un carton à dessin

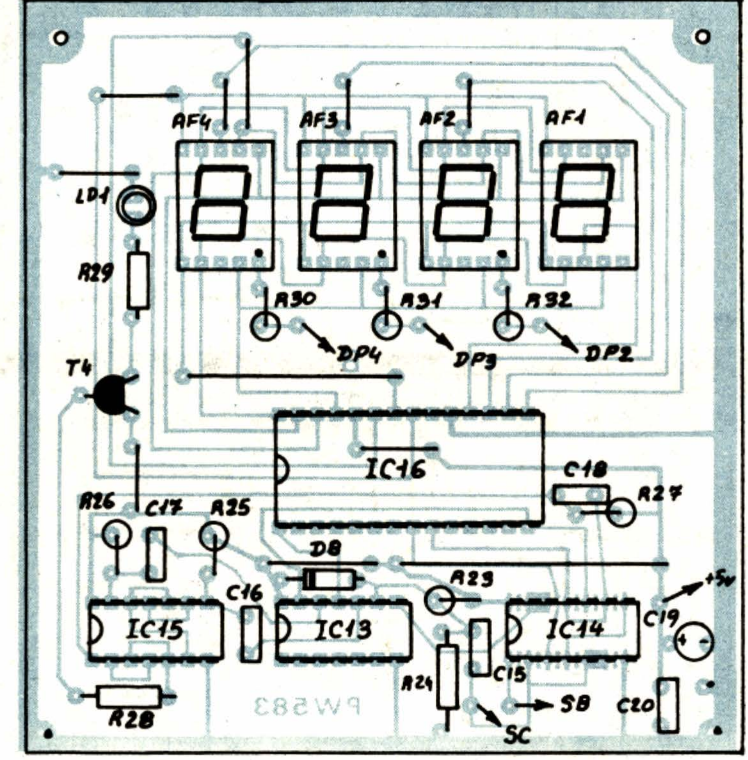


Fig. 11. – Implantation des composants sur le circuit B.

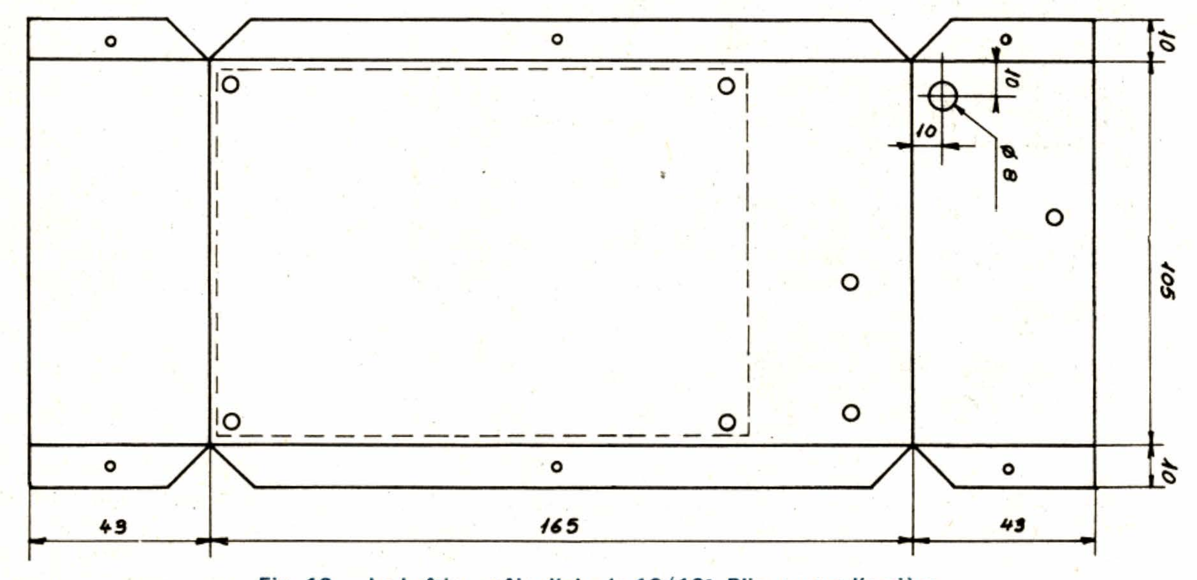


Fig. 12. – Le boîtier : tôle d'alu de 10/10e. Pliage vers l'arrière.

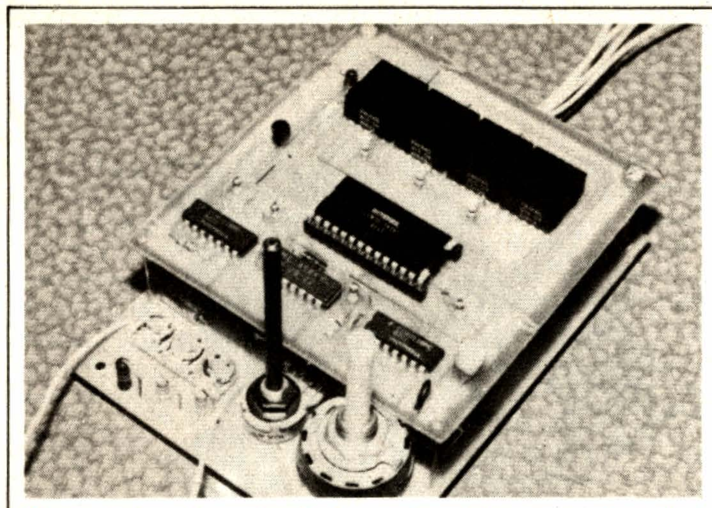


Photo 3 : Les deux circuits forment un bloc compact rendant la maintenance de l'appareil facile.

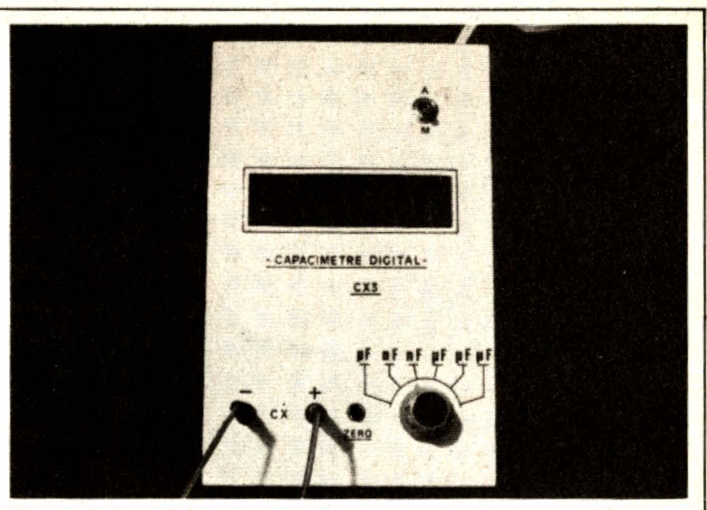


Photo 4 : La façade du CX 3.

à l'aide d'un tire-ligne et de lettres à décalquer puis recouverte d'une feuille de plastique adhésif transparent.

Ce travail pour le moins fastidieux achevé, il vous reste à procéder aux essais du CX 3 ce que nous vous proposons d'étudier à présent.

C. Mise en service du CX 3

Tous les composants étant installés dans le coffret et la dernière vérification achevée, branchez l'appareil et mesurez la tension d'alimentation qui doit être de 5 V à 5 % près. Placez K_1 sur « pF » et reliez un condensateur de précision d'une dizaine de nF aux bornes de mesure. A l'aide de AJ_1 amenez l'affichage à la valeur désirée puis reliez aux bornes d'entrée un condensateur de 0,5 μF environ. Si la valeur théorique du condensateur est de 482,17 nF par exemple, vous devez lire 82,17 sur la gamme « nF1 » puis régler AJ_2 pour lire 482,2 sur la gamme « nF2 ». De même, utilisez un condensateur de 10 μF environ pour régler AJ_3 en partant de la mesure faite sur la gamme « μF1 ».

L'étalonnage terminé, vous pouvez par cette méthode espérer obtenir une précision de l'ordre de 1 % en moyenne et de l'ordre de 0,2 % si vous pouvez vous procurer des condensateurs étalon donnant 4 chiffres significatifs sur chacune des gammes.

Il est possible, bien que très improbable, que vous soyez obligé de jouer sur la valeur des résistances R_2, R_3 ou R_4 pour obtenir une lecture correcte. Si, toutefois, vous constatiez un manque de linéarité évident sur chacune des gammes, suspectez IC_1 ou IC_{2a} ou encore une tension trop faible.

Nous renouvelons ici les conseils d'utilisation que nous avions indiqués dans la description du CX 2.

– Déchargez toujours un condensateur avant toute mesure.

– Laissez le temps à un condensateur chimique de se « former » (surtout s'il est neuf) pendant une trentaine de secondes avant d'interpréter le résultat.

– Evitez à tout prix l'emploi de fils de liaison trop longs sur les deux premières gammes.

– Ne reliez jamais les bornes de mesure à un circuit sous tension.

Nous arrêtons ici la description de ce capacimètre très performant et espérons que vous prendrez autant de plaisir que nous à le réaliser et à l'utiliser. Par ailleurs, nous restons à la disposition des lecteurs dans l'embarras tant du point de vue pratique que théorique. **Ph. WALLAERT**

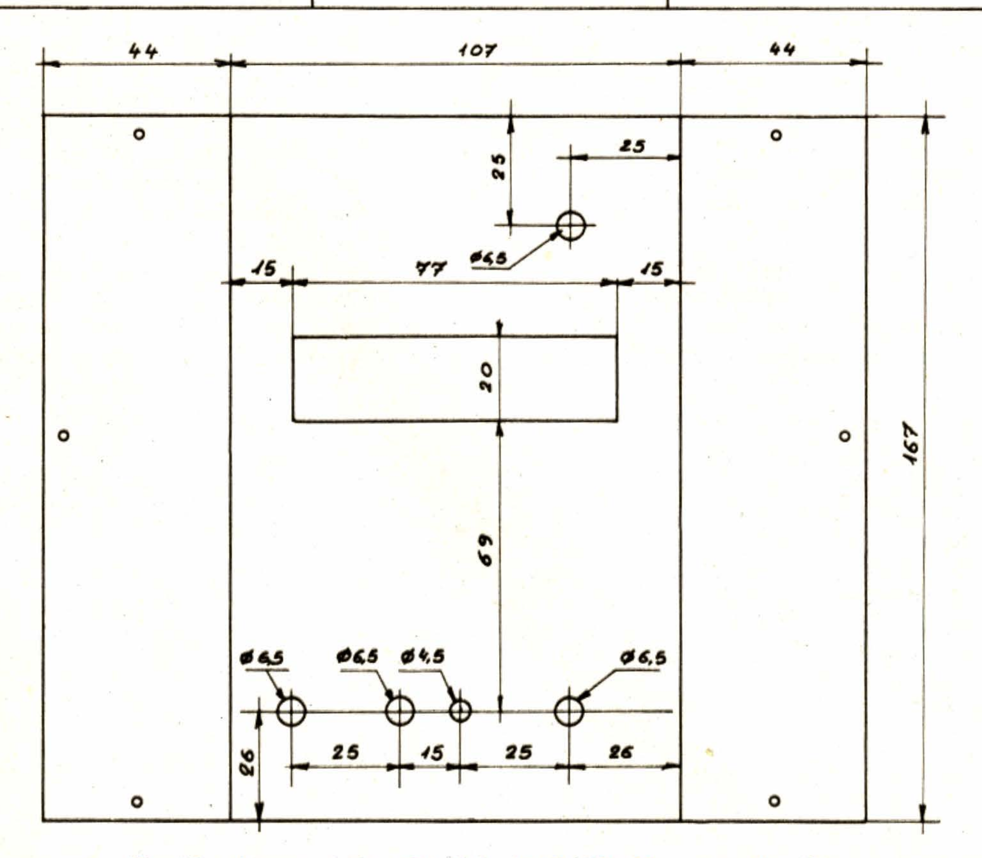
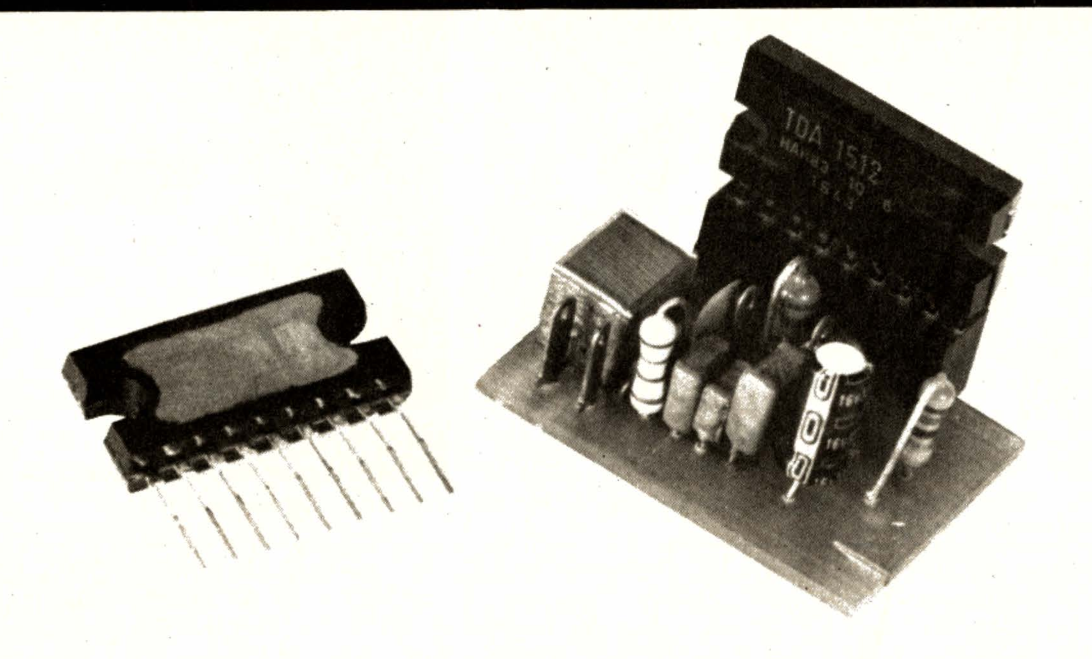


Fig. 13. – Le couvercle : tôle d'alu de 10/10e. Pliage vers l'arrière.



AMPLIFICATEUR HI FI
à alimentation symétrique

CET amplificateur HiFi est construit autour d'un circuit intégré et non d'un module hybride. L'appellation HiFi est permise lorsque l'amplificateur a une puissance supérieure à 10 W, ce qui sera le cas lorsque sa tension d'alimentation sera suffisante...

Le circuit intégré utilisé ici est un TDA 1512 proposé par RTC ; il peut être chargé par une impédance descendant à 4 Ω pour sa tension d'alimentation maximale.

L'alimentation symétrique permet de se débarrasser d'un composant « nuisible » à la parfaite transmission du signal : il s'agit du condensateur de sortie. Nous verrons au chapitre des mesures ce que nous apporte cette suppression.

Schéma de principe

Le schéma de principe est donné figure 1. L'amplificateur TDA 1512 est monté à la manière d'un amplificateur opérationnel. Si vous avez eu connaissance du schéma d'une version avec condensateur de sortie et alimentation asymétrique, vous ne manquerez pas de constater certaines similitudes.

Le montage symétrique demande une adaptation de la valeur de certains composants par rapport à l'autre version. Le condensateur d'entrée existe encore, il est suivi d'une résistance mettant l'entrée inverseuse à la masse, ce qui fixera le potentiel de sortie.

Ce potentiel est fixé également par la contre-réaction totale appliquée, en continu, sur l'entrée inverseuse. Le condensateur C_2 fixera la fréquence à partir de laquelle le gain aux fréquences basses diminuera. Nous retrouvons également sur cet amplificateur le circuit stabilisateur de sortie composé de C_5 et de R_5.

Nous avons une différence en ce qui concerne les circuits destinés à assurer la stabilisation aux fréquences hautes. Le circuit RC série de la broche 3 doit être adapté, la résistance R_4 a une valeur inférieure à celle de l'ampli à alimentation symétrique.

De plus, le condensateur de découplage de l'alimentation positive doit avoir une valeur supérieure à celle que nous avions. Il faut 0,22 µF pour le « plus », tandis que 0,1 µF suffit pour le pôle négatif de l'alimentation, nous avons pu le constater aux essais, certaines oscillations apparaissant à un certain niveau de la puissance de sortie lorsque des va-

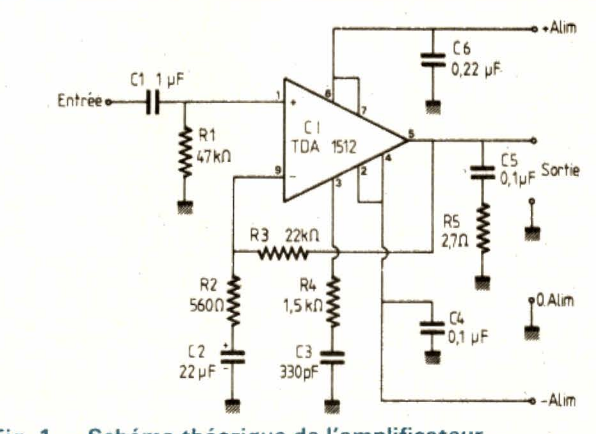


Fig. 1. – Schéma théorique de l'amplificateur.

leurs différentes de celles précitées sont utilisées.

L'alimentation est assurée par deux tensions symétriques obtenues à partir d'un transformateur à point milieu, d'un pont redresseur et de deux condensateurs chimiques.

Réalisation

Le circuit imprimé est donné, avec l'implantation des composants, sur les figures 2 et 3. Notre prototype a été câblé en utilisant un support Lumberg à neuf trous pour le circuit intégré ; les condensateurs, exception faite du chimique et du céramique, sont des MKT de Siemens à écartement de 5 mm. Si vous ne disposez que de condensateurs avec espacement de 7,5 mm, plus courants, vous devrez légèrement modifier le circuit imprimé : opération facile à effectuer. Le condensateur d'entrée est un condensateur plastique, inutile ici d'utiliser un chimique.

La polarité du condensateur chimique peut être quelconque ; en fait, ce condensateur travaillera avec une tension de polarisation nulle ou très faible ; il peut être branché dans n'importe quel sens. Si vous êtes un puriste, vous choisirez un condensateur non polarisé...

Le circuit intégré devra être monté sur un dissipateur dont la surface sera d'environ 1 dm^2. On pourra également utiliser un dissipateur extrudé, d'une surface voisine (résistance thermique de 4 à 5 °/W).

Attention, comme nous avons un point milieu et que la partie métallique du circuit intégré est au potentiel le plus négatif de l'alimentation, on devra soit isoler le radiateur, soit installer un isolant (tiré de deux isolants pour boîtier TO 220) entre le circuit intégré et son dissipateur.

Mesures

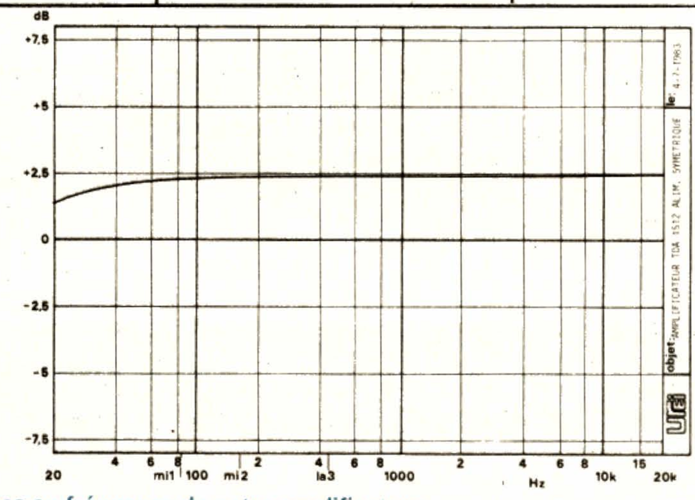
La courbe de réponse en fréquence de cet amplificateur est donnée graphiquement ; elle est très étendue, le temps de montée de l'amplificateur est de 1,5 μs. La vitesse de montée en tension est de 15 à 20 V/μs, une valeur élevée.

L'impédance de sortie de ce montage est très basse, même avec le connecteur utilisé ici et qui est situé à l'intérieur de la boucle de contre-réaction...

Cette résistance interne est de 0,002 Ω (ce n'est pas facile à mesurer), ce qui nous donnerait un facteur d'amortissement de 2 000 ! si le haut-parleur n'avait pas sa propre résistance interne...

Le rapport signal/bruit est de 101 dB, avec pondération A, de 99 dB dans une bande de fréquence s'étendant de 20 Hz à 20 kHz, et de 88 dB dans une bande passante de plusieurs mégahertz.

Le tableau 1 donne divers résulats de mesures ; nous n'avons pas tout mesuré. Dans le bas, nous donnons également la tension efficace de sortie du transformateur pour obtenir la tension d'alimentation (transfo à point milieu, pont redresseur suivi de deux condensateurs de 4 700 μF).



Courbe de réponse en fréquence de notre amplificateur.

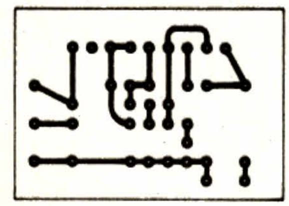


Fig. 2. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

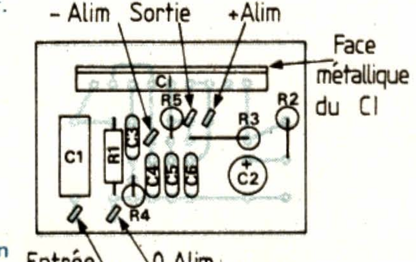


Fig. 3. – Implantation des composants.

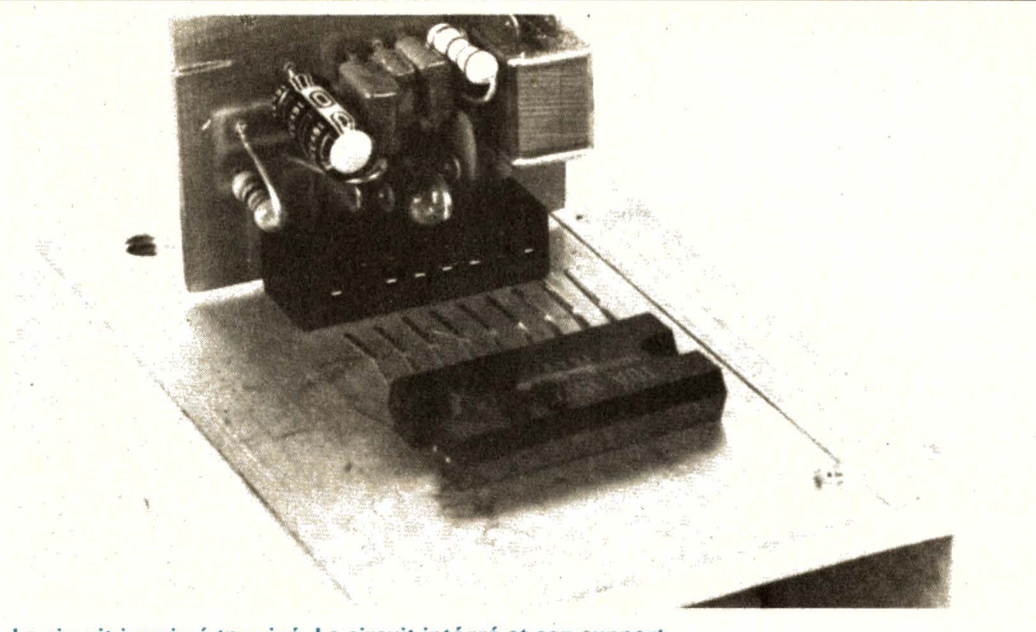
Tension d'alimentation	2 × 10 V	2 × 12 V	2 × 15 V	2 × 17,5 V
Puissance/ 4 Ω	6,25 W	9 W	14,8 W	16 W
Puissance/ 8 Ω	3,65 W	5,6 W	9,2 W	12,5 W
Distorsion 1 kHz/4 Ω		0,04 %	0,1 %	
Distorsion 1 kHz/8 Ω		0,02 %	0,03 %	
Distorsion 10 kHz/4 Ω		0,26 %	0,9 %	
Distorsion 10 kHz/8 Ω		0,1 %	0,12 %	
Transformateur	2 × 8,4 V	2 × 10 V	2 × 12 V	alim. stab.

La consommation est de 0,7 A en sinus à 1 kHz et 24 V, 850 mA sous 30 V.

La puissance à 35 V est donnée à titre indicatif, cette tension est celle que peut supporter au maximum le circuit intégré ; on devra alors faire appel à une alimentation régulée de façon à éviter un dépassement.

Conclusion

Voilà un amplificateur digne, exception faite de sa puissance, des meilleures chaînes HiFi. Les performances sont très bonnes et la vitesse élevée de balayage en tension devrait limiter la célèbre distorsion d'intermodulation transitoire. Quant à l'amortissement du haut-parleur, il sera parfait...



Le circuit imprimé terminé. Le circuit intégré et son support.

Liste des composants

Résistances
R_1 : 47 kΩ, 1/4 W
R_2 : 560 Ω, 1/4 W
R_3 : 22 kΩ, 1/4 W
R_4 : 1,5 kΩ, 1/4 W
R_5 : 2,7 Ω, 1/4 ou 1/2 W

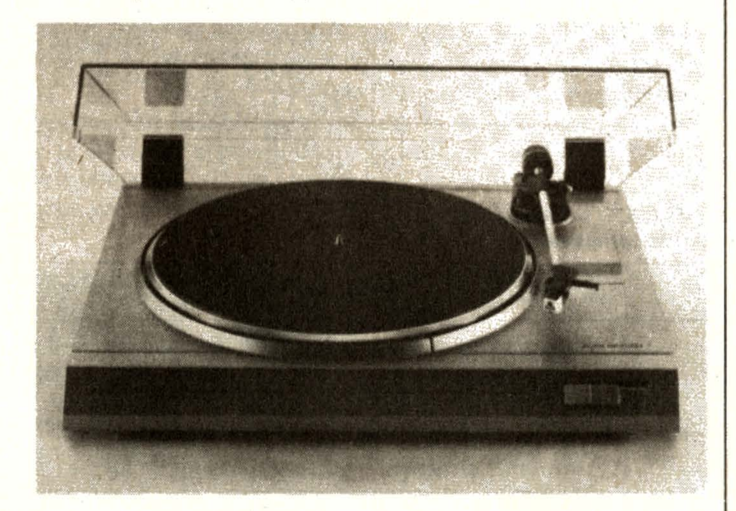
Condensateurs
C_1 : 1 μF/100 V, plastique, Siemens 10 mm MKT
C_2 : 22 ou 33 μF/6,3 V, chimique
C_3 : 330 pF, céramique
C_4, C_5 : 0,1 μF/100 V, plastique, Siemens 5 mm MKT
C_6 : 0,22 μF/100 V, plastique, Siemens 5 mm MKT

C.I. : circuit intégré TDA 1512 RTC

Bloc-notes

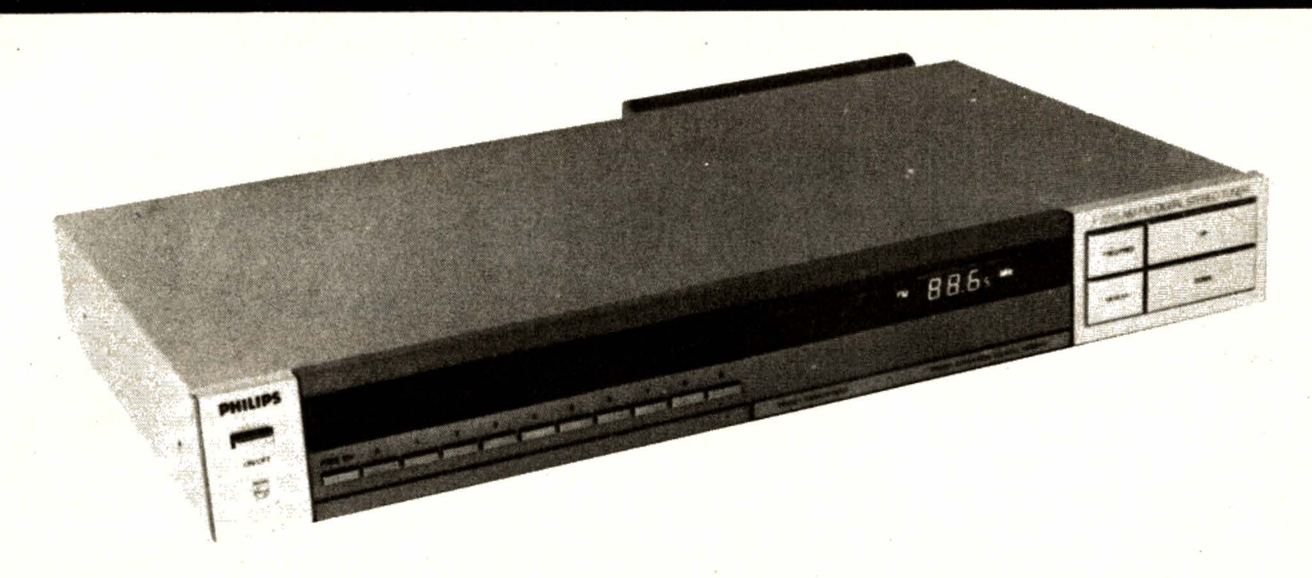
DUAL CS 530

Platine tourne-disque Hi-Fi automatique avec bras de lecture en technique ULM (Ultra Low Mass). Entraînement par courroie, châssis flottant amortisseur de chocs.
– Bras de lecture ULM en alliage spécial XM 300. Aucune résonance de flexion. Aucune résonance de torsion. Meilleure séparation stéréo.
– Suspension du bras de lecture à cardan, force d'appui sans masse.
– Cellule magnétique ULM Dual 65E avec pointe de lecture elliptique. Dispositif antiskating.
– Entraînement par courroie Dual. Grande sécurité de fonctionnement grâce à la courroie plate de haute précision.
– Commutation électronique des vitesses. Réglage fin de la vitesse sur une plage de réglage de 12 %.
– Stroboscope lumineux.
– Plateau grand diamètre 304 mm avec tapis anti-résonateur.
– Lève-bras avec système d'amortissement par bain visqueux, touches répondant à une pression très légère.
– Commandes frontales.
– Automatisme du couvercle.
– Coloris : satin métallisé ou anthracite métallisé.
– Dimensions (l×h×p) : 440 × 111 × 364.



LA HI-FI DEGRIFFEE

En Hi-Fi comme ailleurs les constructeurs changent souvent les habits de leurs produits mais l'intérieur ne subit en général que très peu de modifications, voire aucune. Si l'on s'attache plus à la qualité qu'aux emballages, à la mode en somme, on aura toujours intérêt à chercher son bonheur dans les fins de série qui offrent souvent des rapports qualité/prix imbattables. « La Hi-Fi dégriffée » propose ainsi un grand nombre d'appareils neufs (avec garantie du constructeur) parmi les marques les plus réputées (Kenwood, Luxman, Alpine, B et W, Elipson, etc.). Ce magasin original se veut aussi exigeant sur la qualité de son S.A.V. et propose, par ailleurs, aux amoureux des belles et vieilles choses la remise sur pieds des « ancêtres ». La Hi-Fi dégriffée, 8, rue Perdonnet, 75010 Paris. Tél. : 240.20.01.



Le tuner
Philips f 2235

LE tuner F2235 de Philips appartient à la nouvelle gamme développée par cette firme internationale. Fabriqué en Belgique, ce produit sera un atout pour tous ceux qui veulent jouer la carte européenne. Synthétiseur de fréquence, réception des ondes longues, 37 stations préréglées, voilà de quoi se laisser tenter...

Matières plastique et métallique s'associent pour décorer la façade illuminée par un afficheur fluorescent très spécialisé. Un capot métallique recouvre l'électronique et une protubérance arrière abrite et protège le cadre fixe qui permet la réception des ondes modulées en amplitude. Bien entendu, comme le numérique a pris place dans le tuner, nous n'aurons pas de bouton rotatif de recherche de station ni même d'aiguille.

Le signal RF entre sur une prise coaxiale 75 Ω ou sur une 300 Ω. L'antenne de modulation d'amplitude externe se branche sur une prise DIN, le signal audio part d'un cordon terminé par deux prises RCA mâles. Cette technique économise les prises arrière du tuner et celles du câble que le constructeur livre habituellement avec son tuner.

Maintenant que le tuner est relié à l'amplificateur et au secteur, nous pressons son interrupteur. Un peu moins de deux secondes après la mise sous tension, l'afficheur fluorescent s'allume et nous indique une gamme d'ondes et un numéro de station : la 1. La première station préréglée sera donc occupée par votre émetteur préféré.

Le 2235 vous offre 9 stations préréglées sur les ondes longues, 19 sur les petites ondes et la modulation de fréquence, un nombre important que l'on appréciera.

Le tuner, équipé d'une mémoire non volatile, peut rester débranché sans perte d'information (dix ans !).

La logique du processus de mise en mémoire permet de se familiariser très vite avec l'appareil. Deux modes de programmation cohabitent ; on peut commencer par choisir une station, ensuite, la mémoriser dans un emplacement libre de la mémoire. Comme le tuner bénéficie d'une certaine intelligence, il vous dira si une fréquence a déjà été mémorisée en signalant son emplacement. L'autre mode de travail consiste à commencer par sélectionner une des mémoires ; si la fréquence indiquée alors est de 87,50 MHz, ce qui correspond au début de la gamme, c'est que l'emplacement est libre.

La recherche des stations, manuelle ou automatique, s'effectue par touche, la recherche s'arrête lorsque le niveau reçu suffit à déclencher l'arrêt.

La vitesse de balayage, relativement lente, peut être accélérée en débutant le balayage, non pas à 87,50 MHz mais sur n'importe quelle fréquence par l'intermédiaire des stations présélectionnées.

Pour l'accord manuel, une touche permet d'augmenter la fréquence, l'autre de la diminuer. Ces deux touches autorisent également, le passage séquentiel des stations préréglées. Le pas en FM est de 50 kHz ; pour la MA, nous avons un pas de 9 kHz pour les petites ondes et de 1 kHz pour les grandes ondes, cette différence provenant de l'évolution actuelle de la grille des grandes ondes. Il découle de cette situation l'absence de recherche automatique en grandes ondes qui nous semble sans importance puisque l'on dispose d'un nombre suffisant de stations préréglées.

Dans le bas de la façade, un tiroir escamotable découvre une grille sur laquelle l'utilisateur pourra inscrire le

nom de ses stations, l'indicateur de fréquence vous disant, à la demande toutefois, la fréquence d'accord. Cette fréquence apparaîtra également après une présélection en pressant la touche de présélection n° 0.

Technique

Un transistor à effet de champ et double porte équipe le premier étage de la tête RF. L'accord est bien entendu confié à des diodes à capacité variables doubles. Trois transistors ont été utilisés pour l'oscillateur local, un pour l'oscillation, un tampon pour l'attaque du mélangeur et le troisième pour un étage à base commune qui précède le synthétiseur de fréquence.

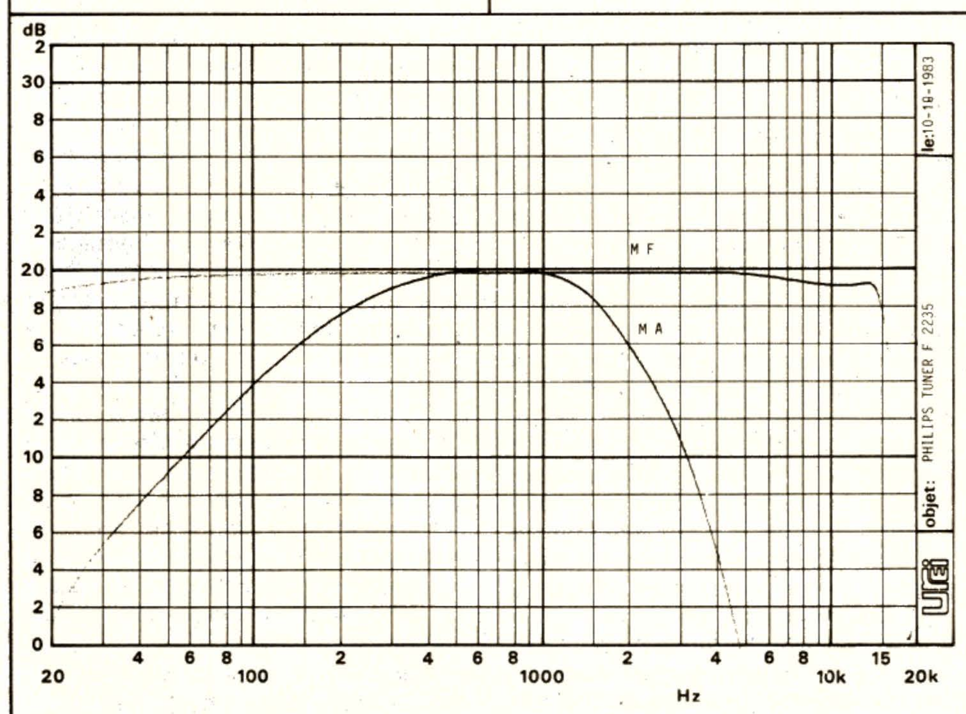
Trois filtres céramique encadrent deux amplificateurs à BF 240. Un TDA 1576 amplifie et démodule la FI, il donne des tensions pour l'accord automatique, le silencieux et le niveau RF ainsi que pour la CAG.

Philips a installé un TDA 1578A pour le décodage stéréo, de type PLL ; ce circuit assure un passage progressif de la stéréo à la mono lorsque le signal RF s'affaiblit.

Pour la modulation d'amplitude, nous avons également un transistor d'entrée à effet de champ précédant un circuit intégré unique TDA 1072, associé à un filtre céramique ; difficile de concevoir plus simple aujourd'hui. En modulation d'amplitude, seule l'information de niveau suffit pour l'accord, étant donné que nous avons une grille à 9 kHz. En cas de présence d'un émetteur, nous serons donc obligatoirement bien accordés... Un système d'accord sans synthétiseur demanderait un discriminateur de fréquence.

Côté microprocesseur, nous avons une paire de circuits provenant de chez N.S., des COP 420 et 470, ce dernier attaque l'afficheur fluorescent. La mémoire EAROM reçoit des informations série du microprocesseur par l'intermédiaire d'un circuit à sorties à trois états. Un SAA 1057, fabriqué par Philips, équipe le synthétiseur.

L'appareil est construit sur un châssis de matière plastique moulée. Le moulage facilite, par rapport au pliage de tôle d'acier, la fixation des composants. La majorité des composants de cet appareil est d'origine européenne ; nous avons toutefois rencontré un commutateur Alps, des bobinages Toko et des condensateurs Murata. Les autres résistances, condensateurs, circuits intégrés, etc. ne viennent pas d'Extrême-Orient. Les techniques les plus modernes ont été utilisées pour la fabrication de cet appareil et l'insertion automatique des composants se voit au premier coup d'œil ; les résistances verticales ont les fils pris dans une plaquette de matière plastique découpée au moment de la mise en place. Nous trouvons également cette technique pour certains transistors...



Courbes de réponse en fréquence des sections MA et FM du tuner F2235.

Mesures

Le tuner Philips F 2235 bénéficie d'une sensibilité de 2 μV tandis que le système de recherche automatique des stations s'arrêtera sur un émetteur lorsque le niveau reçu aura atteint 5μV. Le seuil de silence a été fixé à 9 μV.

La tension de sortie s'élève à – 6,5 dBm pour une modulation de 30 %, ce qui correspond à une tension de sortie de 370 mV environ ; cette tension est bien entendu suffisante.

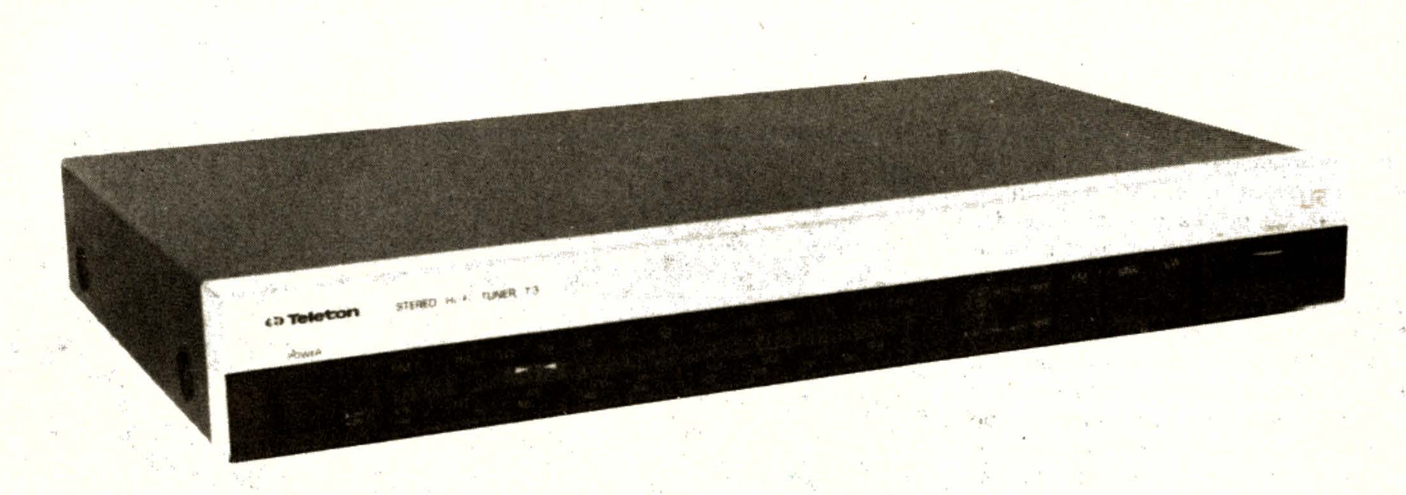
Le rapport signal/bruit, non pondéré, de 68 dB grimpe à 79 dB avec la pondération. Donc, un résultat d'un excellent niveau. Les courbes de réponse montrent la linéarité de la réponse en modulation de fréquence et en modulation d'amplitude. Pour cette dernière, la restriction de courbe s'impose pour éviter l'interaction entre les stations. La caractéristique essentielle de la modulation d'amplitude n'étant pas, bien entendu, la fidélité de reproduction sonore.

Conclusions

Tuner numérique de conception et de fabrication européenne, le F 2235 de Philips présente un nombre de stations préréglées important dont l'accès sera facilité par la présence d'un petit bloc-notes intégré au tuner. L'emploi simple de l'appareil séduira bon nombre d'utilisateurs qui bénéficieront de la précision d'un accord synthétisé. Saluons aussi la présence d'un indicateur de signal et d'un autre d'accord ; les constructeurs ont tendance à les faire disparaître malgré leur aspect visuel et rassurant...

LE POUR (+) ET LE CONTRE (–)

+ Grandes ondes
+ 37 stations préréglées
+ Bloc-notes
+ Indicateur de niveau RF
+ Taille réduite



Le tuner

Téléton t3

SI beaucoup de constructeurs de tuners se sont lancés dans le numérique, ils gardent toujours, pour les appareils qui constituent le bas de leur gamme, un modèle à « ficelle », dont l'accord reste confié à un survivant de ces dernières décennies : le condensateur variable. Si ce composant semble en voie de disparition, il conserve pourtant toute son efficacité et une linéarité que ne peut pas encore concurrencer la diode à capacité variable...

La façade de matière plastique est divisée en deux parties, une vierge de teinte aluminium, l'autre, noire, a reçu un cadran, des touches, un interrupteur secteur et une molette horizontale d'accord. Tout serait classique, voire rétro, si l'aiguille ne cachait une diode électroluminescente qui virera du rouge au vert en présence d'une station.

Le T3 demande une alimentation provenant d'une source continue capable de délivrer une tension de 16 V avec une puissance de 5 W. Autrement dit, le tuner bénéficiera de l'alimentation d'un amplificateur auquel il sera associé, une technique qui permet d'économiser un transformateur d'alimentation et un interrupteur répondant aux normes de sécurité en vigueur. La sortie audio par cordon répond à ce même souci d'économie. Le tuner T3 est en fait l'un des éléments d'une chaîne proposée par Teleton.

Trois gammes d'ondes peuvent être reçues par ce tuner ; les grandes n'ont pas été oubliées, c'est un bon point. On remarquera que, le plus souvent, ce sont les appareils les plus simples qui permettent la réception de cette gamme. Trois touches sélectionnent les gammes d'ondes, une auxiliaire commute la réception de stéréo en mono tout en commandant le silencieux interstations.

Un système de commande automatique de fréquence se met en service uniquement lorsque l'accord est obtenu.

L'accord par condensateur variable empêche la présence de stations préréglées. Le mode d'accord par molette, très démultiplié, rend le parcours de l'aiguille d'un bout à l'autre du cadran assez fastidieux... Par contre, on appréciera la finesse de l'accord ; ces deux éléments sont liés.

Technique

L'absence de synthétiseur simplifie considérablement le schéma de principe de l'appareil.

Un transistor à effet de champ à simple porte équipe le premier étage du tuner FM, les autres étages utilisent des transistors bipolaires.

L'oscillateur a reçu une diode à capacité variable utilisée uniquement pour la commande automatique de fréquence.

Trois filtres céramique sont accompagnés d'un unique transistor amplificateur, ces filtres précèdent un circuit intégré aux multiples et habituelles fonctions ; un HA 11 225, un circuit maintenant classique. Un amplificateur opérationnel double et plusieurs transistors se chargent de l'allumage des diodes de l'aiguille, de la commande de coupure du signal audio et de la coupure de la commande automatique de fréquence.

Pour la modulation d'amplitude, nous avons un seul circuit intégré de

marque Sanyo, un LA 1240, entouré de ses bobinages commutés par sélecteur mécanique, et d'un filtre passe-bande où les circuits accordés LC sont reliés par un élément céramique piézo-électrique. L'électronique est montée sur un circuit imprimé de taille peu commune. Le constructeur espace ses composants et laisse des emplacements pour d'autres versions avec, par exemple, un indicateur de niveau RF. L'espacement des composants simplifiera le service après-vente...

Mesures

Avec ses 4 μV de sensibilité, le tuner Teleton T3 vous assure une réception correcte dans la plupart des circonstances, ne l'oublions pas. Son seuil d'intervention du silencieux et de déclenchement du décodage stéréo se situe à 6 μV.

Avec un signal d'entrée RF de 1 mV, le rapport signal/bruit atteint 79 dB en mesure pondérée et 70 dB sans l'intervention du filtre de pondération.

La tension de sortie, pour une excursion de 25 kHz est de 280 mV et suffit largement à l'attaque d'un amplificateur dont la sensibilité d'entrée avoisinera les 200 mV.

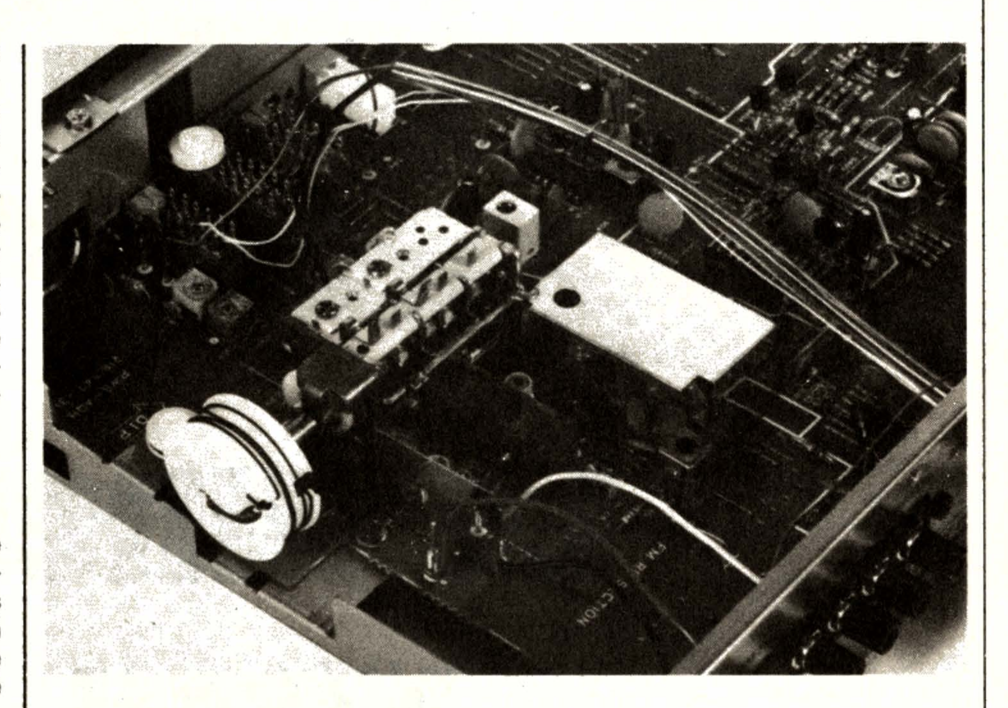
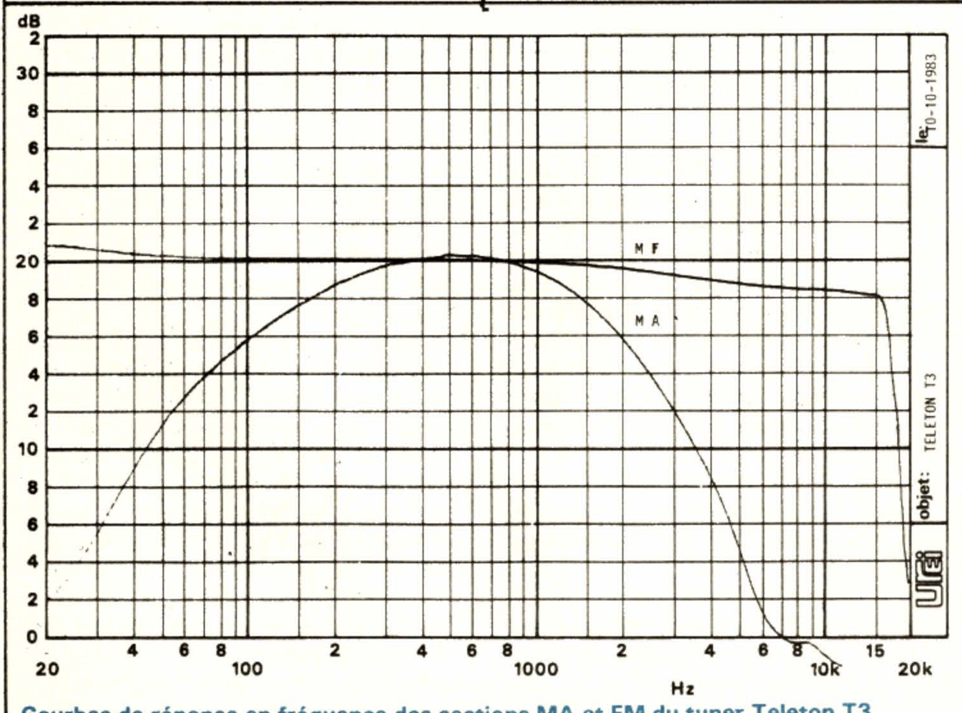


Photo A. – Une vue classique, presque dépassée, celle d'un condensateur variable et de son entraînement par « ficelle ».

La courbe de réponse en fréquence, représentée graphiquement, montre la bonne linéarité de la courbe de réponse en modulation de fréquence et la restriction volontaire de la bande passante pour la réception de la modulation d'amplitude.



Courbes de réponse en fréquence des sections MA et FM du tuner Teleton T3.

Conclusions

Destiné à s'associer aux autres éléments de la chaîne Teleton, le tuner T3 a bénéficié d'une alimentation séparée incluse dans l'amplificateur. Si vous envisagez l'achat du tuner seul, vous devrez vous construire une alimentation. Nous restons, avec le T3, dans une ligne de produits traditionnels où le numérique ne figure pas. L'accord par condensateur variable plaira certainement à ceux qui aiment parcourir une échelle de stations et reconnaître, par l'emplacement d'une aiguille, leur station préférée. Ce mode de balayage favorise aussi la découverte de nouvelles stations, celles que l'on n'aurait pas été chercher sans l'aiguille...

LE POUR (+) ET LE CONTRE (–)

+ Simplicité d'emploi
+ Grandes ondes
+ Accord très démultiplié
  Alimentation en continu
– Lenteur de l'accord.



Le tuner Continental-Edison Saba tu 9347

NUMERIQUE et fabriqué en France, deux bonnes raisons pour vous équiper de ce tuner qui, comme vous le constaterez, ne manque pas d'attrait, notamment par son mode de programmation directe de la fréquence, une facilité que l'on ne trouve que trop rarement sur les tuners FM du marché. A une époque où les stations se multiplient sur cette bande, il devient de plus en plus important de pouvoir sélectionner rapidement une station. Avec le TU 9347 présenté sous la nouvelle appellation Continental Edison Saba, plus de problème.

Au premier coup d'œil, nous nous sommes aperçus de la présence de matière plastique sous la couche de peinture aluminium de la façade. Le chrome des touches cache, lui aussi, une matière plastique. Soyons modernes et ne critiquons pas trop cette matière, la qualité du moulage se place ici à un très bon niveau. Nous conseillerons par contre au constructeur d'aménager le panneau indicateur du rôle des touches de gammes qui souffre, en effet, d'une déformation congénitale lui donnant une forte envie de reprendre sa liberté. Il ne reste plus, alors, qu'à le ramasser au pied de l'appareil. Souhaitons simplement que, seul, notre échantillon soit affecté de cette anomalie... Passons rapidement à l'utilisation du tuner qui bénéficie ici d'un accès direct aux fréquences, solution simple autant qu'efficace. Cette technique nous semble actuellement la mieux adaptée aux réalités de la réception en modulation de fréquence...

Le nombre réduit de touches simplifie l'emploi, le clavier de sélection de gammes, par exemple, sert aussi à passer d'un mode de réception à l'autre. A la mise sous tension, le tuner se commute automatiquement sur la station précédemment écoutée. Une pression sur l'une des touches de sélection de gamme d'onde nous place sur la station entendue. A la seconde pression, le nom de la gamme apparaît, suivi de tirets dont le premier clignote. Il suffit alors de programmer la fréquence désirée, chiffre après chiffre ; en cas de fausse programmation, le tiret continue de clignoter. En modulation de fréquence, nous n'avons pas d'inscription erronée. Le point décimal reste en place. Ici, la touche 1 inscrit directement le 10 de la centaine de mégahertz.

Le constructeur a prévu un pas de 10 kHz en FM, ce qui est rare, mais très utile, et de 1 kHz en modulation d'amplitude.

Nous avons également une recherche automatique des stations. Là, le pas reste le même et, si la station a été préréglée, la diode LED de la station s'allume. Elle clignote si l'écart entre la station affichée et la station captée atteint 4 kHz en MA et 40 kHz en FM.

En recherche automatique, l'indicateur donne aussi, en FM, le numéro du canal accompagné d'un signe + ou – suivant le décalage de fréquence par rapport à celle du canal. Chaque gamme de fréquence permet de mettre en mémoire dix stations. La mémorisation est simple et un accumulateur rechargeable assure la conservation des données ; toutefois, la notice ne donne aucune indication concernant la durée de maintien du contenu de la mémoire. Une commutation mono-stéréo permet la réception de stations faibles. Aucune indication autre que celle de la présence d'une émission stéréo ne figure en façade.

Technique

Le constructeur utilise ici un système à synthèse de fréquence. Le circuit intégré de synthèse est un SAA 1057 « Philips/RTC ». Ce circuit reçoit des informations série d'un microprocesseur « Hitachi » qui dispose d'une RAM de mise en mémoire des stations et de l'état du tuner. Il attaque, par circuits de commande interposés, les afficheurs, et reçoit ses ordres des claviers, par un système de multiplexage.

La tête RF MF commence par un transistor à effet de champ à double porte dont une sert pour l'application d'une tension de commande de gain (tension issue du circuit intégré FI). La tension de sortie de l'oscillateur local passe par un étage amplificateur à base commune avant d'attaquer le

mélangeur. Trois étages à BF 240 amplifient le signal FI avant le circuit intégré, un CA 3189, circuit de conception déjà ancienne (plus de dix ans) mais qui reste, comme on le constate, au goût du jour.

Le décodeur TEA 5580, nettement plus récent (1982 environ), assure une réjection des fréquences pilote et sous-porteuse de 50 dB ; le filtre réjecteur utilise un filtre actif.

En MA, nous retrouvons le TDA 1072 associé à un filtre mixte, bobinages et céramique, transistors et diode se chargent de la commutation des bobinages pour le passage d'une gamme d'ondes à l'autre. Une antenne cadre ferrite capte les ondes.

Nous avons retrouvé la conception mécanique chère à Thomson. Le circuit imprimé RF, solidaire de la face arrière, bascule avec cette dernière, donnant ainsi accès à la face cuivrée pour le changement de composant.

Très bonne fixation mécanique pour la façade. Au lieu d'ancrer des vis dans la matière plastique, on a utilisé ici des écrous de tôle d'acier dont le filet ne cédera pas, même après de multiples démontages... De plus, on ne risque pas de détruire le filet en appliquant un couple de serrage trop énergique.

Mesures

Avec 1 μV de sensibilité, le tuner TU 9347 vous assurera, si vous aimez les réceptions à longue distance, une écoute facilitée par la programmation directe des stations, même noyées dans le bruit.

Cette sensibilité, nous la retrouvons pour le système d'accord par recherche automatique des stations. La recherche peut en effet s'arrêter sur une station dont le niveau de réception se situe à 1 μV...

Nous n'avons pas ici de seuil de silencieux interstations. Dès qu'une station est reçue, et quel que soit son niveau, le signal audio sortira. Avec un niveau de sortie de – 6,4 dBm pour une modulation de 25 kHz, ce qui correspond à une tension de sortie de 360 mV, nous disposons de suffisamment d'énergie pour l'attaque d'un amplificateur.

Rapports signal/bruit avec et sans pondération, se ressemblent. Sans pondération, nous avons mesuré 76 dB avec l'intervention du filtre, nous passons à 78 dB, deux valeurs d'un excellent niveau.

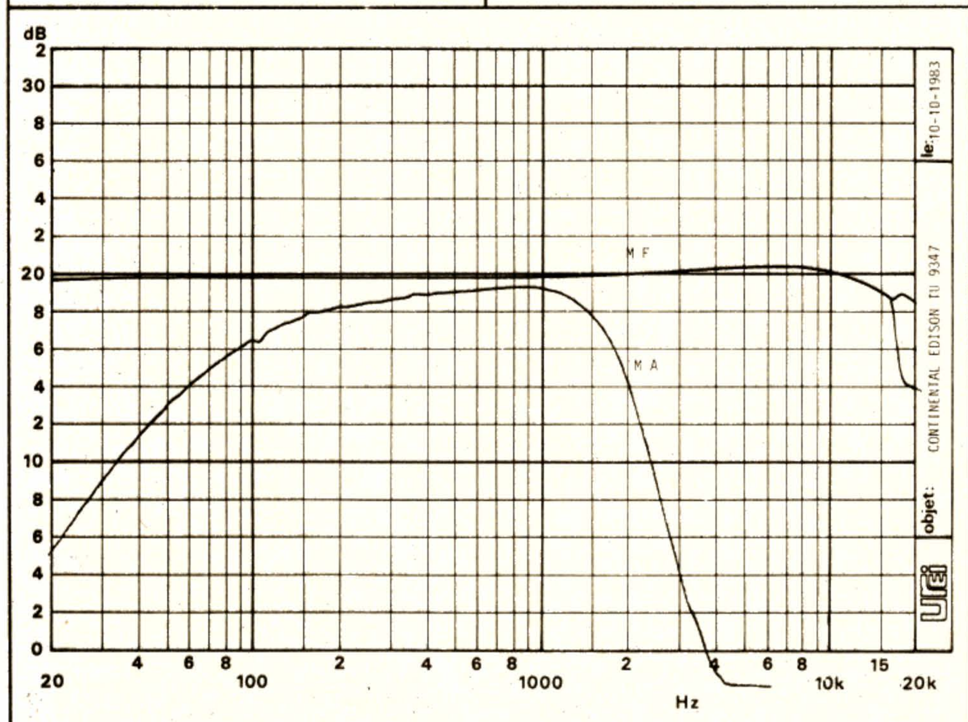
Les courbes de réponse en fréquence montrent une largeur de bande limitée pour la modulation d'amplitude et l'absence pratique de filtre pour la réception de la modulation de fréquence. Cette absence de filtrage ne gênera pas, compte tenu de l'emploi d'un circuit intégré décodeur dont la réjection des fréquences pilote et sous-porteuse atteint 50 dB.

Conclusions

Le tuner Continental Edison/Saba TU 9347 est actuellement l'un des plus pratiques du marché. Sa programmation directe des stations est un jeu d'enfant à la portée de tous, ce qui n'empêche pas la mise en mémoire des stations les plus souvent écoutées, à laquelle il faut ajouter la recherche automatique et même la plus classique recherche manuelle.

Cet appareil bénéficie, en outre, d'une très bonne sensibilité, même en modulation d'amplitude, notamment en petites ondes, sur lesquelles, à la tombée de la nuit, on pourra découvrir les stations lointaines, pratiquement une tous les 9 kHz.

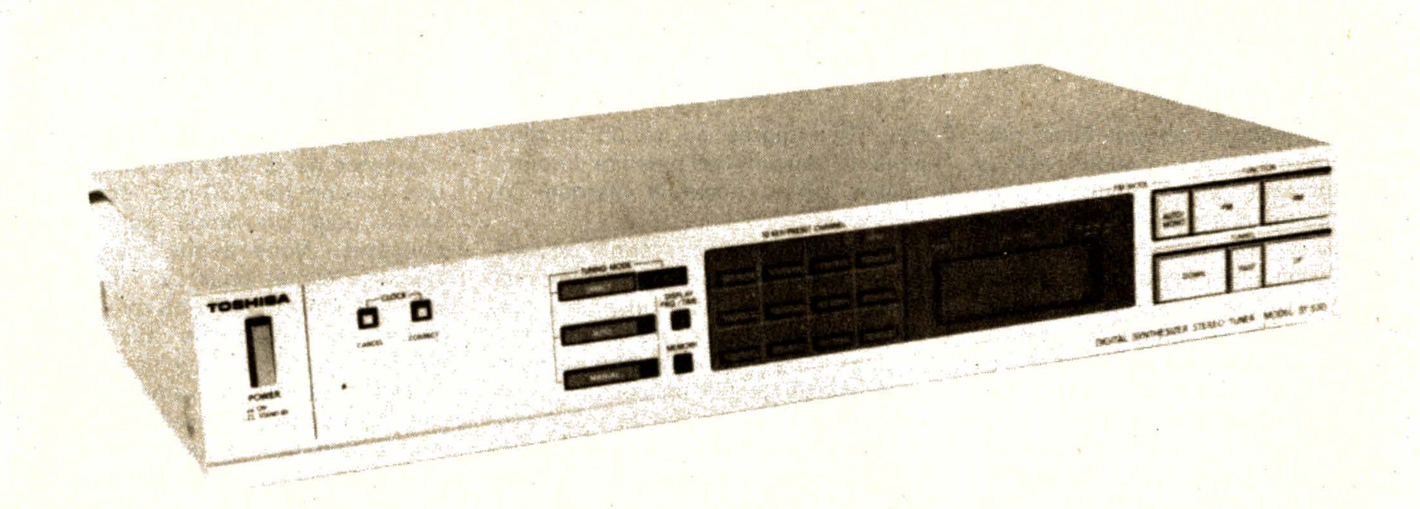
En résumé, un tuner efficace, simple d'emploi, bref, un modèle du genre qui, de plus, est entièrement fabriqué en France. Cocorico !



Courbes de réponse en fréquence des sections MA et FM du tuner Continental-Edison - Saba - TU 5347.

LE POUR (+)
ET LE CONTRE (–)

- **+ Composition directe de fréquence.**
- **+ Facilité de manipulation**
- **+ 30 mémoires**
- **+ Conception intelligente de la programmation**
- **+ Grandes ondes**
- **– Cadre ferrite non commutable**
- **– Collage de façade à revoir**



Le tuner Toshiba sts30

EN ouvrant la boîte de notre STS 30, nous avons découvert l'existence d'un STS 30L, tuner nettement plus intéressant en France, compte tenu que le L qui suit la désignation du type signifie que l'appareil peut capter les grandes ondes... Nous nous contenterons de cet échantillon mais, grâce au mode d'emploi, nous vous dirons tout de même ce que le STS 30L vous permet en plus.

Un clavier alphanumérique sur fond sombre, deux petites touches à côté de l'interrupteur secteur, un rectangle gris derrière une glace, un miniclavier à voyant et un autre à l'extrême droite de la façade. Nous sommes en plein numérique ; il faut dire que, depuis dix ans, Toshiba travaille dans cette direction. Comment allons-nous donc utiliser ces 25 touches ? Trois pages du mode d'emploi suffiront à l'expliquer !

Une fois le tuner branché sur une prise secteur, l'écran à cristaux liquides indique 0:00. Le ST 30 possède une horloge. Sous le tuner, un logement recevra deux piles de 1,5 V qui assureront un an d'autonomie à l'horloge et à la mémoire des stations.

Toshiba utilise ici un afficheur numérique très perfectionné. Au centre apparaissent les chiffres de la fréquence ou de l'heure et, tout autour, nous avons quelques indications en anglais comme « Direct », « Error », des numéros de stations préréglées, ou encore l'indication de la gamme, AM ou FM.

Le ST 30 s'utilise de la façon suivante : on choisit, sur le tableau numérique, une des stations préréglées (il y en a 10 en tout) toutes gammes d'ondes confondues. La fréquence apparaît sur l'afficheur ainsi que le numéro de la station et la gamme.

En partant de cette station, on pourra passer en mode automatique et aller à la recherche de la station suivante. La vitesse de balayage est constante et est d'environ 1 MHz toutes les trois secondes. La recherche manuelle dispose de deux vitesses, une grande qui permet de balayer la gamme en six secondes environ et une lente, identique à celle de la recherche automatique.

On commande la recherche rapide en partant d'une recherche lente et en appuyant sur une touche placée entre celles de montée et de descente de la gamme.

L'accès le plus simple et le plus rapide à une fréquence donnée a lieu par une programmation directe de cette fréquence sur le clavier numérique. Nous reprocherons simplement à la touche de virgule de notre échantillon d'avoir un peu de mal à faire passer son message. Il s'ensuit une erreur de programmation signalée effrontément par l'afficheur... Petit détail intéressant, si nous programmons sur la gamme MA une station dont la fréquence ne tombe pas dans la grille à 9 kHz, le tuner extrapole et indique la bonne fréquence, il en va de même pour la gamme FM mais si vous programmez 100,24, l'afficheur ne va pas à 100,25 mais à 100,20... Le pas en FM est de 50 kHz, il est de 9 kHz en MA et de 1 kHz pour la version L avec GO.

La programmation directe de la fréquence, opération théoriquement simple, demande toutefois un peu d'attention, car, comme les touches du

clavier numérique servent aussi pour la présélection des stations MA et FM, une erreur de manipulation peut entraîner un changement de gamme et, si vous essayez de programmer une fréquence FM alors que vous êtes en MA, l'ordinateur de bord ne s'en apercevra pas et affichera n'importe quoi. La composition sur le clavier du point décimal aurait pourtant pu être reconnue pour un passage en FM. Attention donc à cette manipulation. Une touche met en service le silencieux interstations, une diode LED signale que l'émission a bien lieu en stéréo et une autre que l'accord est correct.

Technique

La réception de la modulation d'amplitude bénéficie d'une antenne orientable d'un type encore peu répandu ; il s'agit là d'un véritable cadre à air que l'on a branché directement sur l'entrée « antenne ». Ainsi, en cas d'emploi d'une antenne extérieure, le cadre sera automatiquement débranché. Un seul circuit intégré se charge du traitement de la modulation d'amplitude ; des places libres sur le circuit imprimé nous rappellent l'existence d'une autre version... Pour la modulation de fréquence, nous trouvons une tête RF intégrée au circuit imprimé général. Aucun des circuits intégrés utilisés ici ne porte la marque Toshiba...

La section la plus intégrée de l'appareil, c'est le système à microprocesseur de gestion de l'ensemble, clavier compris. Nous avons là un circuit imprimé à très haute densité de composants, sur lequel un circuit intégré en boîtier Quad in line a pris place, circuit à tout faire puisqu'on lui a confié le rôle d'horloge, de synthétiseur de fréquence et de commande d'afficheur...

Ce circuit, vraiment complexe, n'occupe même pas un décimètre carré. L'afficheur à cristaux liquides est éclairé par l'arrière. Les chiffres apparaissent en noir sur fond vert.

Mesures

Excellente sensibilité pour ce tuner puisqu'elle atteint 0,8 µV. Le seuil de fonctionnement du silencieux, 15 µV, assurera une réception relativement dépourvue de souffle lorsque la station sera assez puissante. Le système de recherche automatique des stations stoppe le défilement des fréquences à partir d'une tension d'entrée de 4 µV.

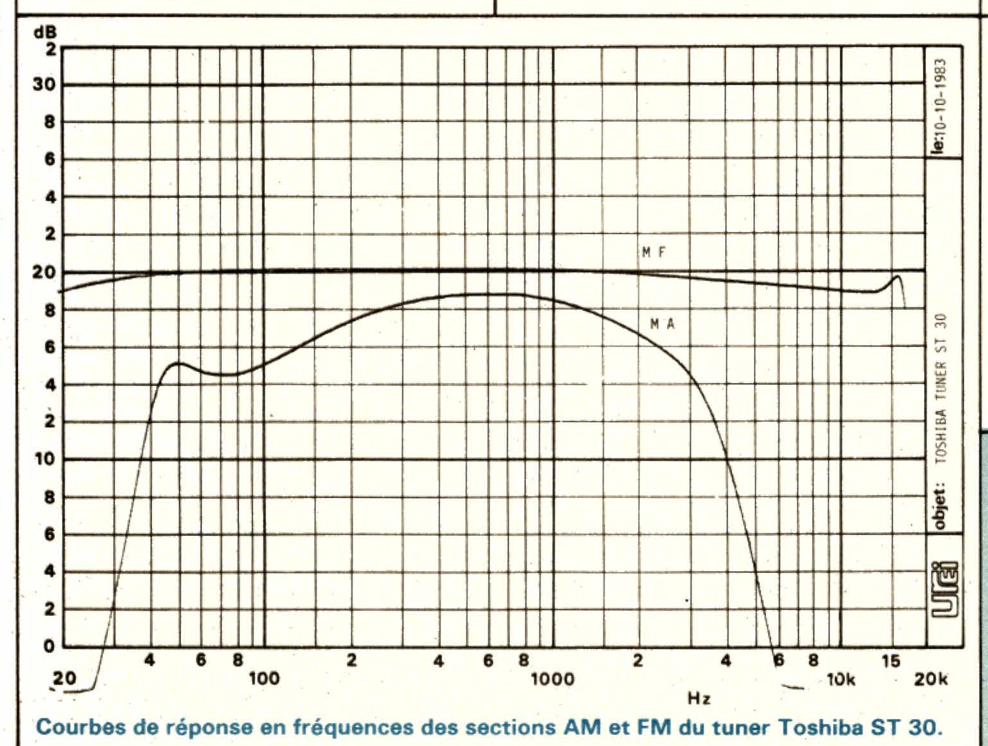
La tension de sortie de − 10,5 dBm pour une excursion de fréquence de ± 25 kHz correspond à une tension de 230 mV, donc suffisante pour un ampli normalement constitué. Nous avons mesuré des rapports signal/bruit de 73 dB sans pondération et de 78 dB avec pondération. Ces résultats se situent dans la norme (excellente) actuelle.

Nous notons, à l'examen des courbes de réponse, que celle obtenue en modulation d'amplitude s'étend davantage que celle relevée sur beaucoup d'autres tuners. La réponse en modulation de fréquence montre nettement l'intervention du filtre multiplex ; nous avons largement les 15 kHz obligatoires.

Conclusions

Ce tuner ne manque pas d'attraits, il en aurait encore davantage en version L, c'est-à-dire avec les grandes ondes.

La présence d'une horloge et d'un afficheur à cristaux liquides montrent que le constructeur a voulu sortir des sentiers battus. Une très bonne sensibilité caractérise le produit. Par contre, l'utilisation de cet appareil nécessite un apprentissage, donc un peu de patience, avant d'obtenir une manipulation sans erreurs.



Courbes de réponse en fréquences des sections AM et FM du tuner Toshiba ST 30.

**LE POUR (+)
ET LE CONTRE (–)**

- \+ Horloge intégrée
- \+ Cadre à air détachable
- \+ Très bonne sensibilité
- – Mélange de stations préréglées mA et MF
- – Manipulation délicate (erreurs possibles).

Usage du controleur universel Mesure des courants alternatifs

DANS les articles précédents, nous avons étudié très simplement les problèmes posés par la mesure des tensions et des intensités continues, mesures faites avec le banal contrôleur universel que chacun se doit de posséder s'il prétend faire de l'électronique ou simplement de l'électricité.

Nous allons maintenant passer aux mêmes mesures, mais en courant alternatif. Nous pouvons déjà supposer que ce sera plus difficile, les difficultés rencontrées risquant de s'ajouter à d'autres, nouvelles ! Et nous ne risquons pas de nous tromper.

Un peu de théorie

Un préalable indispensable est déjà de bien poser le problème en examinant attentivement ce qu'est un courant alternatif.

Contrairement au courant continu qui circule toujours dans le même sens, imposé par la polarité du générateur, le courant alternatif en change régulièrement et constamment. Le générateur d'un tel type de courant n'est pas polarisé puisque chaque pôle constitue tantôt un pôle positif, tantôt un pôle négatif.

La connaissance d'un courant alternatif consiste donc à savoir comment se fait la variation du sens de passage des électrons. Si le courant continu correspond à ce que l'on appelle une fonction constante (l'intensité est la même quel que soit l'instant considéré, dans une configuration stable) les courants alternatifs correspondent à des fonctions dites « périodiques ». De telles fonctions ont des variations qui se reproduisent... périodiquement, soit à intervalles réguliers. La durée de l'intervalle élémentaire de variation est appelé PERIODE. Pendant une période, il se produit un CYCLE de variation. Le nombre de périodes exécutées pendant l'unité de temps, c'est-à-dire la seconde, est la FREQUENCE du courant alternatif. On a évidemment les relations suivantes, après avoir posé T pour la période et N pour la fréquence :

$$T = \frac{1}{N} \text{ ou } N = \frac{1}{T}$$

La période est l'inverse de la fréquence. La fréquence est l'inverse de la période.

L'unité de fréquence est le cycle par seconde, appelé HERTZ (Hz) dont la période est de 1 seconde. C'est une valeur très basse. Il est donc nécessaire de lui adjoindre des multiples. On trouve ainsi :

– le kilohertz (kHz) 1 kHz = 10^3 Hz
– le mégahertz (MHz) 1 MHz = 10^6 Hz
– le gigahertz (GHz) 1 GHz = 10^9 Hz

Pas de sous-multiples usuels.

Nous verrons plus loin que le champ d'action du contrôleur universel ne va pas très loin dans ce domaine, limité de quelques dizaines de hertz à quelques kilohertz !

La fréquence ou vitesse de changement de sens du courant alternatif est donc un élément important à connaître pour toute tentative de mesure. Mais ce n'est pas le seul. En effet, selon le générateur utilisé, la FORME de la variation aura ses caractéristiques propres. Cette forme apparaît dès que l'on passe à la représentation graphique de la fonction correspondante.

La forme la plus répandue est la forme SINUSOIDALE. C'est la plus répandue parce que c'est la plus naturelle. Ainsi, toutes les vibrations de lames, de cordes, de colonnes d'air, qui sont à l'origine des sons, se font idéalement

sous forme sinusoïdale. Les courants électriques sinusoïdaux ont donc proliféré dans tous les appareils traitant les sons. C'est le domaine de la Basse Fréquence (ou mieux de la HiFi !). Basse fréquence parce que les fréquences mises en jeu ne dépassent guère le seuil d'audibilité de nos tympans qui est de l'ordre de 15 à 20 kHz.

La plus répandue aussi parce que c'est la forme sinusoïdale qui est fournie par les alternateurs, ces grands pourvoyeurs de l'énergie électrique urbaine. Le courant électrique de nos prises de courant est sinusoïdal !

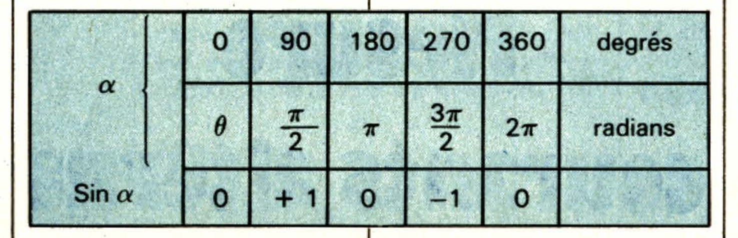
Mais, au fait, pourquoi ce mot ? Sinusoïdal vient de sinus ! Le sinus d'un angle est l'un de ses rapports trigonométriques. Dans un triangle rectangle, (voir fig. 1), le sinus d'un angle aigu est le rapport entre la mesure du côté opposé et celle de l'hypoténuse.

$$\sin \alpha = \frac{AB}{BC}$$

Si l'on se reporte dans le cercle trigonométrique, (voir fig. 2), c'est-à-dire un cercle de rayon unité (R = 1). convenablement orienté, le sinus apparaît en OH, dont la mesure algébrique représente le sinus de l'angle.

$$\sin \alpha = \frac{\overline{OH}}{\overline{OM}} = \frac{\overline{OH}}{1} = \overline{OH}$$

Si l'angle varie de 0 à 360° (ou de 0 à 2 radians) on voit que le sinus varie de + 1 à – 1 selon les modalités du tableau suivant :



α	0	90	180	270	360	degrés
	θ	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$	2π	radians
Sin α	0	+ 1	0	–1	0	

La représentation graphique exacte de cette variation est donnée en figure 3. On peut se limiter à un tour de cercle ($0 \leqslant \alpha \leqslant 360°$) : on a alors un seul cycle. Mais on peut aussi envisager que le rayon OM fasse de nombreux tours. Dans ce cas, on a autant de cycles que de tours et le graphique se répète identique à lui-même aussi loin qu'il est nécessaire.

La courbe obtenue est appelée SINUSOIDE. Il s'avère que les courants électriques dont nous venons de parler correspondent à ce modèle mathématique. C'est pourquoi ils sont appelés sinusoïdaux. Dans un tel cas, l'intensité instantanée est une fonction sinusoïdale du temps :

$i = I \sin \omega t$

I étant l'intensité de crête, ω étant la pulsation, ou angle de rotation du rayon OM par unité de temps (seconde). Ainsi, si nous considérons le courant alternatif du réseau, de fréquence 50 Hz, nous savons qu'il se produit 50 cycles par seconde, donc 50 tours de cercle trigonométrique par seconde. Comme un tour vaut 360° ou mieux 2 π radians, cela fait 50 × 2 π radians par seconde, donc $\omega = 100\,\pi$ radians.

L'équation exacte de ce courant est donc :

$i = I \sin (100\,\pi t)$

Sur un plan plus général, si N est la fréquence du courant, on a $\omega = 2\pi \times N$ et l'équation générale est : $i = I \sin 2\pi N t$

La forme sinusoïdale n'est pas la seule à exister. On trouve également :

– Les signaux triangulaires (fig. 4)

On pourrait dire que ce sont des sinusoïdes... tracées à la règle. Il s'agit de fonctions linéaires du temps, par intervalles (fonctions par morceaux). Leur étude mathématique

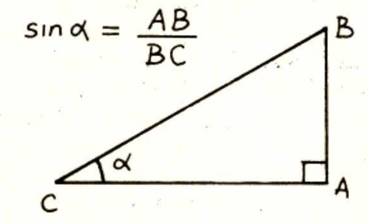


Fig. 1. – Définition du sinus dans le triangle rectangle.

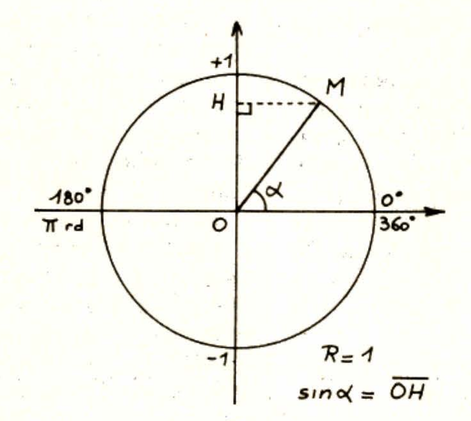


Fig. 2. – Le cercle trigonométrique.

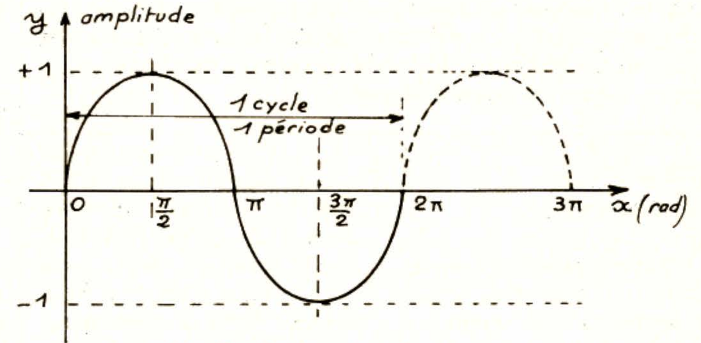


Fig. 3. – La fonction sinus.

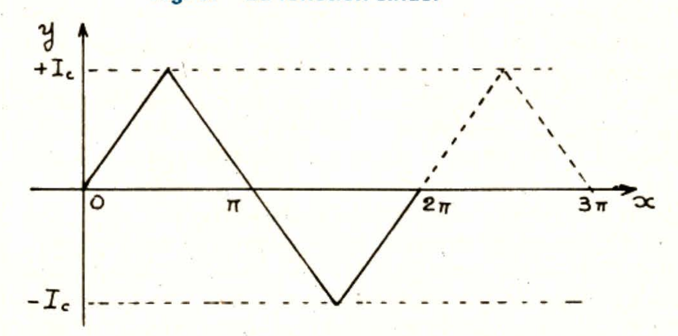


Fig. 4. – Signal triangulaire.

est donc très simple puisque chaque partie a une équation de la forme y = at + b, fonction élémentaire du premier degré.

Sur le plan pratique, les signaux triangulaires sont très utiles dans les tests d'amplificateurs BF. Il est en effet beaucoup plus facile d'apprécier de visu la déformation d'une ligne droite plutôt que celle d'une courbe.

– **Les signaux rectangulaires (fig. 5)**

Ils font partie des fonctions mathématiques dites « en escalier ». Finalement, il s'agit de pseudo-courants continus, passant à intensité constante un certain temps dans un sens puis un certain temps dans le sens contraire. La représentation graphique montre bien ces états stables appelés « paliers » ainsi que les passages de paliers à d'autres, appelés « fronts » (montants ou descendants). Les signaux rectangulaires ont une énorme importance en électronique. Ils sévissent outrageusement dans les circuits logiques, nerfs vitaux de l'informatique. Il est donc essentiel de bien les connaître et de savoir les mesurer.

Depuis le début de ces lignes, nous avons parlé de la fréquence d'un courant alternatif, puis de sa forme. Ce ne sont pas les deux seules caractéristiques de ces courants. Il en reste une troisième, c'est leur AMPLITUDE.

On se doute que les courants alternatifs comme les autres, sont forts ou faibles. Cette caractéristique ayant une incidence évidente sur les effets produits.

Elle pourrait d'ailleurs pour nous être l'essentiel, compte tenu du fait que le contrôleur universel, objet actuel de notre propos, ne peut apprécier que ce seul paramètre ! Encore ne le peut-il qu'à travers les deux autres et c'est bien pourquoi la connaissance des précédents est indispensable à qui veut faire des mesures valables dans le domaine de l'alternatif.

Bien entendu, l'amplitude instantanée du courant alternatif est constamment variable (sauf paliers des rectangulaires) et il est hors de question de la mesurer au contrôleur ! Or, ce type d'appareil ayant été le seul à exister pendant des décennies, il avait bien fallu trouver un moyen d'évaluer ces courants en définissant une amplitude plus ou moins arbitraire, mais constante pour un courant donné et par conséquent mesurable par un appareil à aiguille. C'est ce que nous verrons un peu plus loin.

On peut, bien sûr, parler d'amplitude de CRETE. C'est le niveau maximum atteint par la variation. Il existe une crête positive et une négative. L'écart entre les deux est appelée amplitude crête à crête.

Réaction du galvanomètre

Voyons maintenant comment adapter notre galvanomètre, sensible à des courants continus, au problème posé par la mesure des intensités alternatives. Comme nous l'avons montré dans l'étude du n° 1695, p.64, dès que le galvanomètre est traversé par un courant variable de fréquence assez élevée (>10 Hz), l'aiguille prend une position moyenne, correspondant justement à la valeur MOYENNE du courant. S'il s'agit d'un véritable courant alternatif, les alternances positives et négatives sont symétriques par rapport au niveau 0 (absence de courant) et par conséquent la valeur moyenne est nulle (voir fig. 6). Conséquence pratique : tout courant alternatif de fréquence suffisante ne provoque aucune déviation du cadre mobile. Il est évident que la mesure s'avère alors particulièrement difficile !

Attention, cependant, le cadre est bien traversé par le courant alternatif. S'il venait à l'idée de l'expérimentateur d'augmenter inconsidérément l'intensité... pour voir, il est sûr qu'il verrait... de la fumée, mais toujours sans déviation du cadre !

La solution du problème consiste à REDRESSER le courant alternatif à l'aide d'un redresseur à diodes classique. Selon les modèles de contrôleurs, le redressement est à simple alternance (Centrad 819) ou à double alternance (Métrix MX011A). Le courant traversant le cadre a alors la forme de la figure 7. Nous avons choisi la double alternance. L'aiguille n'est plus sollicitée de part et d'autre de son point d'équilibre, mais dans un seul sens : elle dévie donc en prenant une position moyenne telle que $A_1 = A_2$. Essayons de calculer cette moyenne.

Pour faire un calcul assez simple, nous allons considérer que les portions telles que OA et BC sont des droites, ce qui est proche de la vérité. Le quadrilatère OABC est alors un trapèze d'aire :

$$A_T = \frac{(B + b) \times h}{2}$$

tandis que BCD est un triangle isocèle d'aire

$$A_t = \frac{b \times h}{2}$$

Deux formules bien connues des écoliers, du moins de ceux de jadis !

Si les coordonnées de A sont x et y avec y = sin x (en admettant que l'amplitude de crête est 1), nous avons, compte tenu des symétries de la courbe :

$aB = \pi - 2x$
$OC = \pi$
$BD = 2x$

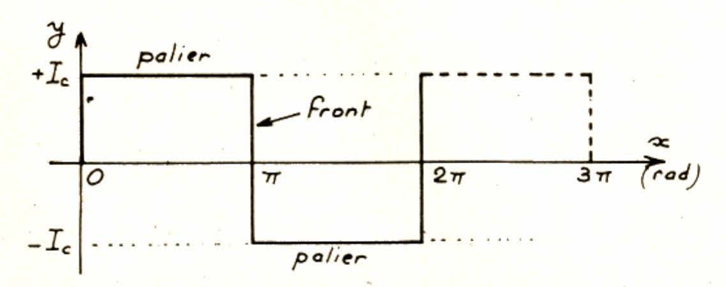


Fig. 5. – Signal rectangulaire.

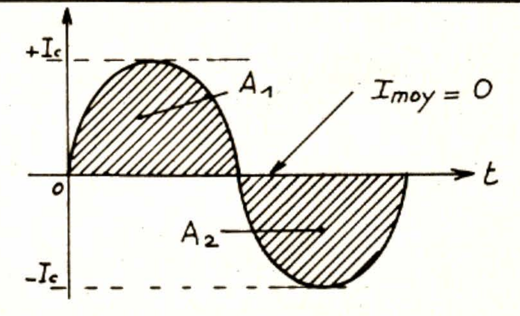


Fig. 6. – L'intensité moyenne est nulle : pas de déviation.

d'où

$$A_T = \frac{\pi + (\pi - 2x)y}{2}$$
$$= \frac{(2\pi - 2x)y}{2}$$
$$= (\pi - x)\,y = (\pi - x)\sin x$$
$$A_2 = A_t = \frac{2xy}{2} = xy = x\sin x$$

Mais $A_1 = A_S - A_T$ en posant A_S, aire entière de la demi sinusoïde.

Cette dernière est un peu difficile à calculer, obligeant à un recours aux intégrales.

$$A_S = \int_0^\pi \sin x\,dx$$
$$= [-\cos x]\ \frac{\pi}{0} = 2$$

d'où $A_1 = 2 - (\pi - x)\sin x$

Il reste à résoudre l'équation $A_1 = A_2$

$2 - (\pi - x)\sin x = x \sin x$

$2 - \pi \sin x + x \sin x$

$= x \sin x$

$2 = \pi \sin x$

mais $\sin x = y$, donc $2 = \pi y$ et $y = 2/\pi$,

soit $y \simeq 0{,}636$

L'aiguille de l'appareil se fixe donc dans le cas considéré à 63,6 % de la valeur de crête du courant !

Bien évidemment, le calcul ci-dessus tient compte de la forme sinusoïdale du courant, les sinus sont là pour nous le rappeler ! Voyons donc le résultat que nous obtiendrions en travaillant sur un courant de forme triangulaire (voir fig. 8). Là encore, il faut résoudre l'équation amenant l'égalité des aires A_1 et A_2. Mais, dans ce cas, le problème est si simple qu'il n'est pas besoin de le poser vraiment. Pour avoir cette égalité, il est visible qu'il suffit de se placer à mi-valeur de crête !. On a donc y = 0,5, soit 50 % de la valeur de crête.

Si nous raisonnons maintenant dans le cas d'un courant rectangulaire redressé, c'est encore plus simple, puisque le redressement aligne les paliers AB et BD' pour aboutir à un véritable courant... continu ! D'où y = 1, soit 100 % de la valeur de crête.

Trois résultats très différents, 0,636 ; 0,5 ; et 1, montrant bien que la déviation du galvanomètre est essentiellement dépendante de la forme du courant et que toute graduation établie pour l'une, sera fausse pour l'autre !

Intensité efficace d'un courant alternatif

Il y a des appareils qui fonctionnent aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu ! Parmi ceux-là, nous trouvons tous les appareils chauffants. On a donc décidé d'utiliser l'effet calorifique, ou effet JOULE, pour établir une équivalence entre les deux sortes de courants. Ainsi, si un courant alternatif produit dans une résistance le même dégagement de chaleur qu'un courant continu, on dira que l'intensité EFFICACE du courant alternatif est égale à l'intensité continue de comparaison. En somme, cette intensité alternative a la même... efficacité !

Bien sûr, comme le courant alternatif est nul à certains instants, il faut se douter que l'intensité efficace est très inférieure à l'intensité de crête.

Appelons encore une fois le calcul mathématique, pour nous venir en aide. On sait que la puissance calorifique d'un courant continu est donnée par la formule :

$P = R\,I^2$

En alternatif sinusoïdal, la puissance instantanée est :

$P_i = R\,I_c^2 \sin^2 x$

(I_c étant l'intensité de crête).

Pour trouver l'énergie W produite pendant une période entière, intégrons sur cette période T.

$$W = \int_0^T R\,I_c^2 \sin^2 x \,.\, dx$$

ce qui donne finalement

$$W = \frac{1}{2} R\,I_c^2\,T$$

soit une puissance P

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{2} R\,I_c^2$$

L'intensité efficace étant l'intensité du courant continu de même puissance :

$$R\,I^2 = \frac{1}{2} R\,I_c^2$$

d'où

$$I_2 = \frac{1}{2}\,I_c^2$$

$$I_{eff} = I = \frac{I_c}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}707\,I_c$$

L'intensité efficace du courant sinusoïdal est ainsi les 70,7 % de son intensité de crête. Or, nous savons que l'intensité moyenne du courant redressé est les 63,6 % de la même intensité de crête. Il y a donc proportionnalité entre les deux grandeurs avec le coefficient :

$$\frac{I_{eff}}{I_{moy}} = \frac{0{,}707}{0{,}636} \simeq 1{,}111$$

Il est donc parfaitement possible d'étalonner un galvanomètre en intensité EFFICACE tout en lisant en réalité les intensités MOYENNES. C'est une simple question de graduation.

Indiquons pour complément d'information que l'intensité efficace d'un courant alternatif triangulaire est donnée par :

$$I_{eff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

tandis que si le courant est rectangulaire

$$I_{eff} = \frac{1}{2} I_c$$

ce qui, si l'on se rapporte aux intensités moyennes calculées plus haut, amène des coefficients de proportionnalité de 1,15 dans le premier cas et de 0,5 dans le second.

Linéarité de l'échelle

Une difficulté pratique réside dans le fait que le redresseur utilisé dans le montage précédent n'est

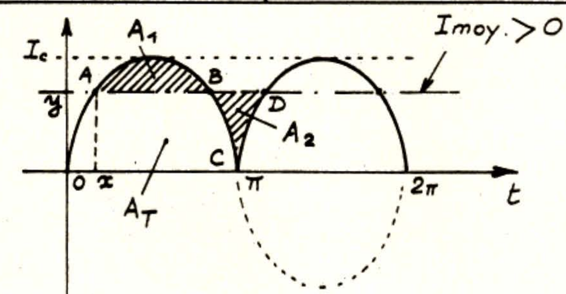


Fig. 7. – Le redressement permet d'avoir une intensité moyenne non nulle.

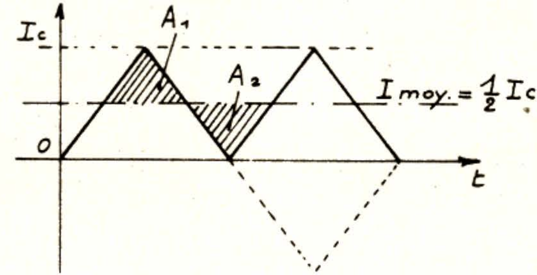


Fig. 8. – Intensité moyenne du courant triangulaire redressé.

pas parfait. Un redresseur parfait aurait une résistance nulle dans un sens et infinie dans l'autre sens. Or, les diodes utilisées sont caractérisées par leur tension de SEUIL. C'est la tension minimale à appliquer dans le sens de conduction, pour que la diode conduise effectivement. Ainsi, pour une diode au germanium, il faut au minimum 0,1 V et pour une diode au silicium, au moins 0,6 V. La courbe de transfert de ces diodes n'est donc pas linéaire. Voir figure 10. Employées avec le galvanomètre, elles vont donner une graduation non régulière, avec reserrement au début de l'échelle. La difficulté est d'ailleurs d'autant plus grande que le courant à mesurer est faible. C'est pourquoi les calibres de mesure sont moins sensibles en alternatif qu'en continu. Par exemple, la première gamme continue du Centrad 819 est 50 µA/100 mV alors qu'en alternatif elle est 250 µA/2 V. Souvent, une échelle spéciale est gravée pour les faibles courants (intensités ou tensions). Certains constructeurs tournent la difficulté en montant un redressement simple alternance sur les gammes peu sensibles et un double alternance sur les gammes sensibles.

Quoi qu'il en soit, les échelles de lecture ne sont jamais linéaires. Il n'y a pas correspondance entre les échelles continu et alternatif. Sur certains appareils à cadran chargé, cela ne facilite pas la lecture !

Bande passante

Nos belles théories et nos calculs s'appliquent parfaitement tant que la fréquence du courant alternatif est assez faible pour ne pas créer d'effets secondaires. Mais, dès que la fréquence augmente, il n'en est plus de même. Que se passe-t-il ?

Tout d'abord, des effets de CAPACITE parasite, dans le câblage, dans les commutateurs, aux bornes des composants, qui viennent modifier les valeurs essentielles.

Un exemple : soit une capacité parasite de 10 pF existant aux bornes d'une résistance de précision de 1 MΩ. On sait que la réactance d'un condensateur est donnée par la formule :

$Z = 1/C\omega = 1/2\pi N C$

à 50 Hz, $Z =$
$= 1/10^{-12} \times 2 \times 3{,}14 \times 50 \simeq 318\ M\Omega$

à 20 kHz, $Z =$
$= 1/10^{-12} \times 2 \times 3{,}14 \times 20\,000 \simeq 795\,800\ \Omega$

On comprend aisément que, dans le premier cas, à 50 Hz, l'effet de shunt causé par la capacité parasite est absolument négligeable. Par contre, dans le second cas, il est énorme, ramenant la résistance équivalente à 50 % environ de sa valeur nominale et causant évidemment une très forte imprécision de lecture. Pourtant, 10 pF sont peu ! On peut donc deviner que le contrôleur va être inutilisable à 20 kHz et sans doute bien avant ! Que dire alors si nous voulions l'utiliser en HF !

Mais les capacités parasites ne sont pas les seules difficultés. Il faut aussi penser aux inductances. Ne serait-ce que celle du cadre mobile, impossible à supprimer et pour cause ! Le courant alternatif y passant va modifier son comportement. On sait que la réactance d'une bobine est fonction de la fréquence :

$Z = L\omega = 2\pi N L$

Le cadre est ainsi de plus en plus « résistant » si la fréquence croît !

En conclusion, le contrôleur aura une BANDE PASSANTE relativement limitée. Nous avons vainement cherché, dans la notice du 819 de Centrad, une indication à ce sujet ! Par contre, dans celle du Métrix MX011A, nous avons droit aux courbes de réponse de l'appareil. Ces courbes indiquent que l'appareil est valable jusqu'à 2 ou 3 kHz. Au-delà, la précision se dégrade vite et, ce qui est plus gênant encore, dépend de la gamme utilisée.

En définitive, nous pouvons conclure que le contrôleur universel est un appareil permettant de mesurer les courants alternatifs de très basse fréquence (moins de 2 kHz) à condition qu'ils soient sinusoïdaux. Si nous voulions être un peu sévère, nous dirions que le contrôleur universel n'est bon qu'à mesurer courants et tensions du réseau 50 Hz !

Toutefois, et heureusement, en BF, les mesures normalisées font souvent référence à une fréquence de 1 kHz, fréquence que le contrôleur peut mesurer de manière correcte à condition qu'elle ait une forme sinusoïdale. Dans les strictes limites de ces impératifs, l'utilisation est possible dans d'assez bonnes conditions. Nous en reparlerons le mois prochain. Nous vous proposerons également un montage permettant de mesurer l'alternatif dans des conditions meilleures.

Exercice proposé : un galvanomètre calibré à 1 A continu est transformé en ampèremètre alternatif par l'adjonction d'un redresseur idéal. On utilise cet appareil pour mesurer des intensités sinusoïdale, triangulaire, rectangulaire, faisant dans chaque cas 1 A_c. Déterminer sur quelle graduation de l'échelle 0-100 se fixera l'aiguille dans les trois cas. Quelle intensité efficace porterons-nous sur le cadran, à ces graduations, dans ces trois cas ?

F. THOBOIS

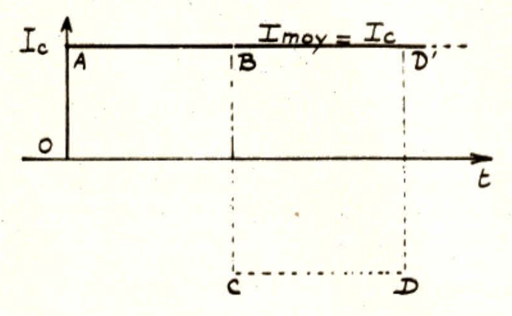


Fig. 9. – Cas du courant rectangulaire.

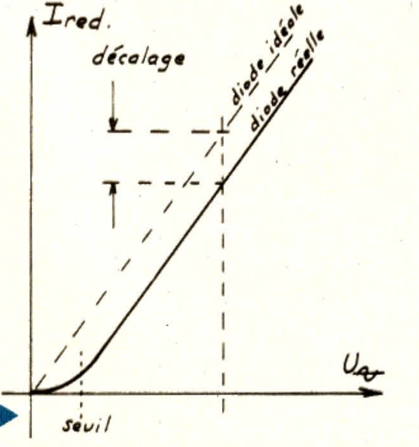


Fig. 10. – Le courant redressé n'est pas une fonction linéaire de la tension alternative appliquée.

THOMSON PRESENTE UN NOUVEAU SYSTEME DE COMMUTATION PRIVEE ENTIEREMENT NUMERIQUE :

LE COMMUNICATEUR OPUS 4000

Le groupe français Thomson, 2e groupe mondial d'électronique professionnelle, annonce qu'il présentera au Sicob (Paris 21-30 septembre 1983) son nouveau système de commutation privée (Epabx) entièrement numérique : le « Communicateur » voix-données Opus 4000 et ses terminaux professionnels multifonctions.

Numérique de bout en bout, le système Opus 4000 traite à travers un support unique, le câble téléphonique, toutes les communications internes et toutes les liaisons avec l'extérieur, qu'il s'agisse de transmettre des voix, des textes, des images ou des données.

Le « Communicateur » voix-données Opus 4000, système de communication multiservice intégré de grande capacité allant jusqu'à 4 000 lignes, répond ainsi au problème essentiel de la communication d'entreprise aujourd'hui :

fédérer des réseaux hétérogènes tels que les réseaux téléphoniques, les réseaux informatiques et bureautiques, les réseaux télex...

Outre sa polyvalence qui en fait l'élément central de toute la communication de l'entreprise, l'Opus 4000 apporte également de nombreuses innovations dans les processus de communication et offre à l'utilisateur des services nouveaux en matière de téléphonie, de messagerie vocale, de messagerie de l'écrit, de communication des données.

Introduit simultanément aux Etats-Unis et en France, Opus 4000, fabriqué dans l'usine de Thomson-CSF à Brest (Finistère), a déjà fait l'objet de plusieurs commandes notamment de l'Administration française ; c'est le seul équipement de ce type en production de série en France.

Avec Opus 4000, Thomson-CSF s'inscrit dans la tendance observée aujourd'hui sur les marchés mondiaux, marqués par le rapprochement des télécommunications et de l'informatique, et devient un partenaire des industriels de l'informatique dans le domaine des réseaux de communication d'entreprise.

La Compagnie entend avec ce système prendre des positions significatives sur un marché mondial évalué à 10 milliards de francs en 1984 et qui connaît une progression de 18 à 20 % par an. Thomson oriente principalement ses efforts à l'exportation vers les Etats-Unis, et ambitionne une place de leader sur le marché français.

Aboutissement de cinq années d'études et de développement, Opus 4000 est un système à programme enregistré, conçu autour d'une unité centrale réalisée à partir du microprocesseur 16 bits « 68 000 » fabriqué par Thomson-Efcis. La modularité, la souplesse et l'efficacité du « Communicateur » résident dans quelques choix clés basés sur la maîtrise des technologies numériques avancées telles que :

– la réalisation d'un réseau de connexion temporel offrant, au niveau même du terminal, un canal de transmission numérique à 64 K-bits/secondes ;

– l'utilisation du codage MIC normalisé par le CCITT ;

– une structure multiprocesseurs et la mise en œuvre d'un logiciel système particulièrement élaboré permettant l'adjonction simple de nombreux services.

Deux logiciels jouent un rôle essentiel :

– le logiciel Alphacom, véritable guide de l'usager, qui assiste l'utilisateur dans toutes ses manœuvres d'accès aux différents services avec des procédures de guidage visuelles et vocales ;

– Le logiciel Gescom, tableau de bord qui permet d'identifier et de contrôler les flux et les coûts des communications passant par Opus 4000 et d'établir un « communicogramme » de l'entreprise.

Opus 4000 s'adapte aux installations existantes sans modification de leur infrastructure et peut se raccorder aux postes téléphoniques et aux divers terminaux de toute nature (informatique, télématique, télécopie, télex) existants ou à venir dans les entreprises.

Avec Opus 4000, Thomson-CSF propose un poste numérique professionnel, le 4020, avec trois caractéristiques principales : le souci du confort de l'usager (main-libre, afficheur, touches de fonction pour réaliser les manœuvres courantes), la possibilité de transmettre simultanément voix et données, l'articulation avec les services internes du système (touches de fonctions personnalisables, indications des messages en attente...).

Thomson-CSF annonce également le terminal numérique à écran/clavier 4050, mettant à la disposition de l'utilisateur toutes les possibilités du poste 4020 et disposant en outre d'un écran de 25 lignes et de 80 caractères et d'un clavier alphabétique qui autorise la transmission simultanée voix-données et constitue un moyen d'accès idéal à l'ensemble des circuits de communication de l'entreprise.

Le système Opus 4000 et ses terminaux correspondent à une étape de maturité de la communication professionnelle caractérisée par des gains importants d'efficacité et de productivité pour l'entreprise, ainsi que par de nouveaux services offerts aux usagers.

Ce système complète la gamme actuelle des produits de commutation privée de Thomson-CSF qui comporte l'intercom Opus 20 et les autocummutateurs P10, P20 et P40.

Avec l'annonce du « Communicateur » Opus 4000, Thomson-CSF « Communications » confirme sa stratégie offensive sur le marché mondial de la communication d'entreprise, fondée d'une part sur la maîtrise des produits clés que sont les autocommutateurs, les terminaux téléphoniques et télématiques, les télécopieurs (gamme Thomfax), les micro-ordinateurs (Micromega 32) et, d'autre part, sur la capacité à concevoir l'ensemble des réseaux et des systèmes de communication d'entreprise grâce à d'importantes équipes spécialisées dans le domaine des systèmes informatiques et du logiciel.

L'activité « Communications d'Entreprise » de Thomson-CSF connaîtra en 1983 une progression de plus de 50 % par rapport à 1982, atteignant un chiffre d'affaires d'environ 1,5 milliard de francs.

Globalement, l'ensemble des activités « Communications » du Groupe Thomson réaliseront en 1983 un chiffre d'affaires de l'ordre de 15 milliards de francs dont 40 % à l'exportation.

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 08.05 : M. Christian CROZIER, 94 ARCUEIL, nous demande :

1° les dimensions d'une enceinte « bass-reflex » dont le haut-parleur principal « boomer » présente un diamètre de 30 cm ;

2° le schéma d'un régulateur de température pour une cuve contenant un liquide.

1° Pour une puissance de 80 W max et un boomer de 30 cm, les dimensions extérieures d'une enceinte du type « bass reflex » sont les suivantes :

Largeur = 67 cm ; profondeur = 41 cm ; hauteur = 108 cm. Epaisseur minimum du matériau de construction = 25 mm (bois aggloméré, par exemple).

Dimensions de l'évent : largeur = 37 cm ; hauteur = 10 cm.

Tout l'intérieur de l'enceinte doit être recouvert de laine de verre (épaisseur approximative = 5 à 6 cm).

Les trois haut-parleurs sont fixés sur le panneau avant, tweeter en haut, l'évent étant pratiqué au bas de l'enceinte juste au-dessous du boomer.

Ces dimensions sont extraites d'une documentation AUDAX.

2° La solution au problème que vous nous soumettez réside dans l'utilisation d'un **régulateur électronique** de température... incomparablement plus précis qu'un vulgaire bilame.

Dans le n° 1669, page 87, nous avons décrit un régulateur de température pour bains photographiques. Vous pouvez utilement vous reporter à ce montage qui peut, cela va sans dire, tout aussi bien contrôler un bain photographique que tout autre récipient contenant un liquide quelconque.

●

RR – 08.07 : M. Philippe FORESTIER, 26 MONTELIMAR, nous demande :

1° le schéma d'un amplificateur BF classe A stéréophonique à lampes ;

2° l'adresse de Josty Kit.

1° Bien sûr, la réalisation théorique d'un amplificateur BF classe A d'une puissance comprise entre 5 et 20 W à lampes est parfaitement possible. Pratiquement, c'est une tout autre histoire, car, actuellement, la fabrication des composants nécessaires à de telles réalisations a été abandonnée depuis bien longtemps ; donc impossibilité de se procurer les matériels nécessaires.

Certes, de telles réalisations ont été décrites autrefois dans différentes publications qui, elles aussi, sont maintenant toutes épuisées.

Mais pourquoi vouloir être rétrograde ! ?

2° Josty Kit est distribué en France par :
Hohl Danner
Z.I. de Strasbourg-Mundolsheim
B.P. 11
67450 Mundolsheim.

●

RR – 08.08-F : M. Gérard DUPUY, 78 VERSAILLES, souhaite connaître les caractéristiques et le brochage du tube 3069 A.

Voici les renseignements demandés :

3069 A : pentode d'émission ; chauffage direct 10 V 5,4 A ; S = 5 mA/V ; Wa = 100 W ; F max = 28 MHz (baisse importante du rendement HF au-dessus de 10 MHz).

Conditions en amplificateur HF classe C/CW :

VA = 2 000 V ; Vg1 = – 50 V ; Vg2 = 400 V ; Ia = 150 mA ; Wg1 = 2 W -

HF ; Wo = 200 W - HF.

Brochage : voir figure RR-08.08.

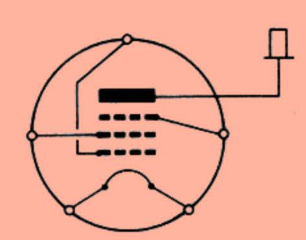


Fig. RR – 08.08

●

RR – 08.09 : M. Maurice COQUARD, 01 OYONNAX, nous demande quelles précautions particulières sont à prendre pour le soudage des circuits intégrés.

Nous l'avons déjà dit maintes fois, mais nous pensons qu'il n'est pas inutile de le répéter.

Les précautions à prendre pour le soudage d'un circuit intégré sont les mêmes que pour tout semi-conducteur, diode ou transistor, à savoir : chauffage juste ce qui est nécessaire (utilisation d'un fer à souder chauffant modérément : 30 W environ), d'une manière très rapide, et en pinçant tour à tour chaque patte soudée pour éviter la propagation de la chaleur à l'intérieur du circuit intégré.

Dans le cas des circuits intégrés du type MOS, toutes les pattes doivent être court-circuitées à l'aide d'un fil de cuivre fin durant toutes les manipulations... ne pas oublier d'enlever ce fil après montage.

Utiliser de préférence un fer à souder isolé du secteur (alimentation par transformateur) ; par surcroît de précaution, on peut également relier la panne du fer à souder à une prise de terre.

Le plus grand ennemi des circuits intégrés quels qu'ils soient est la **chaleur.** La vraie solution à tous les problèmes est tout bonnement l'utilisation d'un support. On soude le support et l'on enfiche le circuit intégré **ensuite.** De plus, pendant la durée de vie de l'appareil considéré, les techniciens s'en trouvent alors fort à leur aise lorsque des dépannages sont à effectuer !

RR – 08.10 : M. Marc FORISSIER, 75018 PARIS, possède un amplificateur BF stéréophonique pour lequel le constructeur précise qu'il est impératif d'utiliser des enceintes de 4 Ω d'impédance et nous demande comment employer néanmoins des enceintes de 8 Ω.

Le problème que vous nous soumettez ne comporte aucune solution rationnelle ; puisque l'amplificateur présente des sorties de 4 Ω d'impédance, il aurait fallu acquérir des enceintes de même impédance, soit 4 Ω et non pas 8.

Bien entendu, il est possible de monter **en parallèle** sur l'entrée de chaque enceinte une résistance bobinée de 8 Ω d'une quinzaine de watts de dissipation ; l'impédance **résultante** présentée sera alors de 4 Ω et correspondra bien à l'impédance requise pour la charge de chaque sortie de l'amplificateur. Néanmoins, la moitié de la puissance BF disponible aux sorties de l'amplificateur sera perdue dans les résistances ajoutées ; si bien que, auditivement, vous ne disposerez plus que de 2 × 12,5 W RMS.

●

RR – 08.11 : M. François GINET, 08 CHARLEVILLE, nous suggère de publier les « logos » de marquage des circuits intégrés des principaux fabricants afin qu'il soit plus facile de les identifier, de retrouver leurs caractéristiques, etc.

Mais cela a déjà été fait, cher lecteur ! Néanmoins, compte tenu de cette demande, nous pensons qu'il n'est pas inutile de rappeler ici l'article consacré à ce sujet, et nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre numéro 1691, page 160.

●

RR – 09.01 : M. François CELLIER, 32 AUCH, nous demande conseil pour l'utilisation dans la bande CB d'une antenne de récupération (marine).

Vous pouvez effectivement utiliser votre antenne-fouet (en provenance d'un navire) sur la bande C.B., à condition de la tailler en 1/4 d'onde, c'est-à-dire de la raccourcir afin que sa longueur mécanique soit de 2,62 mètres.

L'impédance à la base d'une telle antenne 1/4 d'onde est assez voisine de 52 Ω (théoriquement **moins de 52** Ω). En fait, cette impédance dépend essentiellement du plan de terre artificielle utilisé. Par ailleurs, vous pouvez l'adapter en la mesurant à l'impédancemètre.

Une telle antenne peut certainement rayonner plusieurs centaines de watts. La limite en puissance transmise est surtout conditionnée par les caractéristiques du coaxial employé, bien avant que les caractéristiques de l'antenne interviennent. De toute façon, pour un émetteur CB, cette question de « puissance » ne se pose pas !

●

RR – 09.02 : M. Christian DEVILLE, 94 RUNGIS, sollicite des renseignements se rapportant à l'emploi des tubes fluorescents.

1° Nous n'avons pas connaissance de l'existence d'un dispositif électronique permettant de remplacer les ballasts dans les éclairages fluorescents...

2° Certes, il existe des dispositifs spéciaux permettant d'allumer et d'éteindre progressivement les tubes fluorescents. Ce sont des appareils commerciaux relativement complexes, donc très chers ; voir « Information » à la page 293 du n° 1663.

●

RR – 09.03 : M. Patrick CARTALAS, 73 CHAMBERY, nous demande :

1° les caractéristiques du transistor C58 C ;

2° les modifications à apporter à un émetteur-récepteur CB pour modifier ses fréquences ou bandes de fonctionnement (changement des quartz ?) ;

3° divers renseignements sur des antennes d'émission.

1° Il doit probablement s'agir du transistor japonais C58 C, soit en immatriculation complète 2SC 58 C, dont les caractéristiques maximales sont les suivantes :

Silicium NPN. P_c = 800 mW ; F_t = 110 MHz ; V_{cb} = 160 V ; V_{ce} = 160 V ; V_{eb} = 5 V ; I_c = 100 mA ; h_{fe} = 25 pour I_e = 30 mA et V_{cb} = 10 V.

Correspondances : BF 257, BF 336, BF 657, BFR 57, BFT 47, 2N 5059.

Les lettres E B C marquées sur le boîtier doivent correspondre aux trois électrodes du transistor.

2° Tout appareil est conçu comme il est conçu... à l'origine ! Et présentement, avec la technique des circuits intégrés et de la construction sur circuits imprimés, ces appareils ne sont pratiquement pas modifiables. En d'autres termes, ce que vous envisagez de faire n'est pas possible vu sous l'angle « pratique ».

Pour éclairer votre lanterne, nous vous dirons que ce ne sont pas les quartz qui pilotent l'émission (ou la réception). Les fréquences d'émission (et de réception) sont déterminées par les circuits PLL + VCO (technique maintenant universellement adoptée chez les grands constructeurs) ; ce sont ces circuits synthétiseurs de fréquence qui sont stabilisés par les quartz.

3° Il est certain que l'antenne filaire horizontale type FD 4 ne peut que présenter un fonctionnement de compromis sur les bandes 10, 20, 40 et 80 mètres, et qu'elle ne peut absolument pas fonctionner correctement sur 15 mètres.

L'antenne GPA de Fritzel fait partie des bons aériens verticaux dans la mesure où elle est installée correctement, c'est-à-dire avec de bons radians, comme toutes les antennes de ce type, d'ailleurs !

L'antenne verticale 10-80 mètres, type 18 HT de Hy-Gain doit obligatoirement être construite et érigée à même le sol (et non sur un toit). C'est incontestablement une antenne sensationnelle... qui n'a qu'un défaut : son prix !

Nous l'avons dit à maintes reprises dans cette rubrique, deux mesures essentielles sont

à faire sur une antenne d'émission : d'abord la mesure de la fréquence de résonance ; ensuite la mesure du T.O.S. (et de la variation de ce T.O.S. tout au long de la gamme considérée). Ces mesures sont évidemment à effectuer sur chaque gamme décamétrique.

●

RR – 08.04-F : M. Noël DURAND, 44 ROUANS, nous demande un schéma simple lui permettant de construire une petite clôture électrique en utilisant des transistors en sa possession (dont il nous donne la liste).

Nous vous proposons le montage représenté sur la figure RR-08.04.

Les transistors Q_1 et Q_2 fonctionnent en multivibrateur et déclenchent Q_3, lequel déclenche à son tour le transistor de puissance Q_4. Dans le collecteur de ce dernier est intercalé l'enroulement primaire d'une bobine d'allumage automobile classique. Au secondaire, on dispose d'impulsions THT ; le fil de sortie est relié aux fils métalliques (isolés de la terre) de la clôture.

Pour modifier la cadence des impulsions, on peut agir sur les valeurs de C_1, C_2, R_1, R_2. Les transistors préconisés peuvent être choisis parmi les types suivants :

Q_1 = Q_2 = AC 122 - AC 125 - AC 126 - AC 151 - AC 192.

Q_3 = AC 117 - AC 128 - AC 153 - AC 188 - AC 193.

Q_4 = AD 149 - AD 166 - 2N 1540 - 2N 2148 - 2N 3617 - ASZ 15 ou 16.

●

RR – 09.04 : M. Paul MILLET, 42 ST-GALMIER, sollicite divers renseignements sur des appareils utilisés en radio-astronomie.

A la fin de l'article « Préamplificateur très faible bruit » dont vous nous entretenez (N° 1683, page 57), il y a une bibliographie indiquant précisément des ouvrages ou publications susceptibles de vous intéresser.

Nous pourrions également vous citer un article sur la radio-astronomie publié dans le N° 12 d'Electronique Applications, page 67. Si vous ne possédez pas le numéro de cette revue, vous pouvez le demander à Electronique Applications, Service Vente, 2, à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19, qui vous indiquera le montant de la somme à lui faire parvenir.

Quant à la documentation sur les antennes, à la vérité il n'existe pas grand-chose hormis les documents sur les futures antennes paraboliques 12 GHz pour la télévision à partir des satellites géostationnaires.

●

RR – 09.05 : M. Charles JACQUET, 55 BAR-LE-DUC, nous demande conseil pour l'utilisation d'un téléviseur comme moniteur-vidéo à la sortie d'un micro-ordinateur.

Sur le circuit intégré ESM 1440 ou TBA 1440, la sortie vidéo s'effectue sur la patte 12 (voir n° 1695, page 70). Il vous suffit donc de déconnecter la liaison aboutissant à cette patte et de considérer ladite liaison comme « entrée vidéo ».

Tout cela en supposant par ailleurs que les caractéristiques électriques de la sortie de votre micro-ordinateur conviennent à l'entrée ainsi réalisée... Ce que nous ne pouvons pas deviner à distance, faute de pouvoir examiner les appareils et de procéder à des mesures systématiques.

En effet, ce que vous risquez est un manque de sensibilité « vidéo » si les signaux de sortie du micro-ordinateur sont d'amplitude insuffisante car le préamplificateur vidéo est intégré dans le TBA 1440. Hélas, il est impossible, vous le savez, d'intervenir à l'intérieur d'un circuit intégré. En d'autres termes, le téléviseur en question se prête assez mal pour être utilisé comme « moniteur vidéo » en direct... ou alors il faudrait encore lui adjoindre un préamplificateur séparé auxiliaire.

●

RR – 09.07 : M. Raymond BARRIER, 16 COGNAC :

1° désire savoir si les schémas d'utilisation pour le circuit intégré TAA 611 sont les mêmes pour les types A, B et C ;

2° se plaint de chevrotement et pleurage, et par ailleurs de faiblesse, distorsions et manque d'aiguës sur un magnétophone.

1° Effectivement, les schémas d'application sont les mêmes pour TAA 611 A, B ou C.

La sensibilité d'entrée du TAA 611 A est de 12 mV pour 1 W de sortie sur 8 Ω, alimentation sous 9 V.

2° En ce qui concerne le chevrotement signalé, nous pensons que le défilement mécanique de la bande a été vérifié ?

Cela dit, bien sincèrement, que voulez-vous que nous répondions au sujet des défauts que vous observez... Il nous faudrait pouvoir examiner votre appareil et nous y livrer à des mesures systématiques ; nous ne sommes pas devin pour le diagnostic des pannes à distance !

A notre avis, il semblerait que les phénomènes observés ne puissent être dus qu'aux points suivants (ou à l'un des points suivants) qu'il importe de vérifier : désadaptation d'impédance ; intensité de prémagnétisation ; amplitude des signaux BF ; positionnement ou azimutage des têtes.

●

RR – 09.08 : M. Georges REY, 35 FOUGERES, nous demande :

1° le schéma d'un diviseur de fréquence par 100 à transistors ;

2° divers renseignements pour la construction d'antennes.

1° Pour obtenir une division de fréquence par 100, il suffit de monter deux diviseurs par 10 en cascade (à la suite l'un de l'autre). Mais pourquoi voulez-vous faire un tel montage avec des transistors ?

En effet, il vous suffirait d'utiliser deux circuits intégrés du type 95 H 90 DC (Fairchild) ou GHJ 121 (en immatriculation européenne) qui sont des composants tout à fait courants et compacts... Alors qu'un même montage à transistors serait relativement encombrant.

Vous ne nous précisez pas

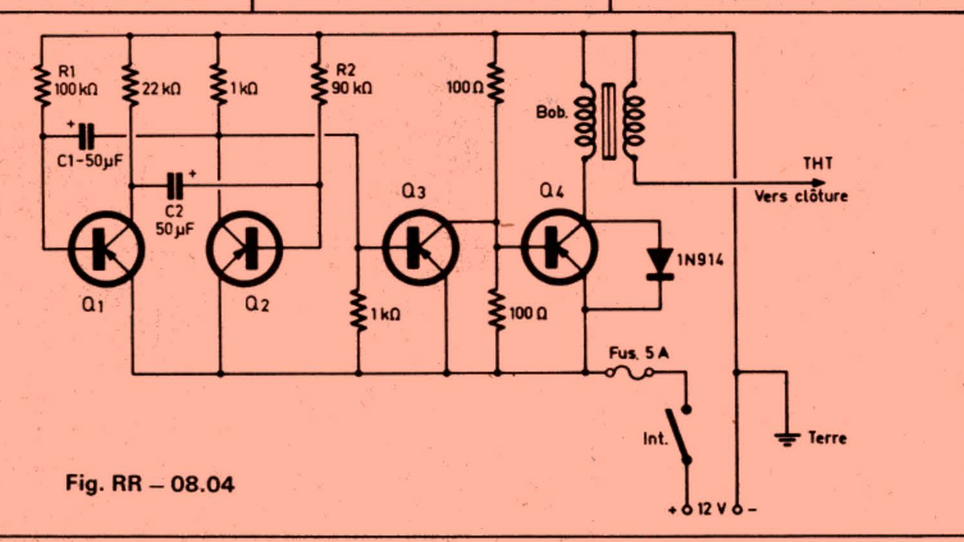


Fig. RR – 08.04

l'ordre de grandeur de la tension des signaux à mesurer ; s'ils sont de faible amplitude, il faudra probablement faire précéder le premier circuit intégré diviseur par un transistor amplificateur.

2° Nous ne pouvons pas vous donner dans le cadre de cette rubrique tous les éléments de calcul d'une antenne directive à 2, 3 ou 4 éléments. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à l'ouvrage « Réalisation et Installation des antennes de télévision et modulation de fréquence » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris). Dans cet ouvrage, vous trouverez toutes les formules et procédés de calcul que vous souhaitez et qui sont bien entendu applicables (outre la TV et FM) **à toutes fréquences.**

En ce qui concerne les antennes « ground-plane », pour 49,860 MHz, le fouet 1/4 d'onde doit mesurer 1,43 mètre, et le fouet 5/8 d'onde 3, 57 mètres.

Pour la fréquence 34,705 MHz, le fouet 1/4 d'onde doit mesurer 2,05 mètres, et le fouet 5/8 d'onde 5,13 mètres.

Pour les quarts d'ondes, les radians ont la même longueur que le fouet vertical. Pour les 5/8 d'ondes, il y a, en outre, une question d'adaptation d'impédance et de matchage à envisager à leur base (selon l'impédance de sortie des appareils).

●

RR – 09.06-F : M. Jean-Louis VIVIERE, 75012 PARIS, nous demande :

1° dans un téléviseur, comment reconnaît-on les diverses platines BF, MF, chrominance, etc., etc. ;

2° les caractéristiques et brochages des tubes cathodiques TV types 23 AXP 4 et 23 GLP 4.

1° Il est bien évident que dans un téléviseur, ou tout autre appareil électronique d'ailleurs, toutes les platines le constituant se ressemblent ! C'est toujours un assemblage de résistances, condensateurs, bobinages, etc. C'est donc cet assemblage qu'il convient d'étudier en suivant le câblage et en comparant au schéma de l'appareil. Les types des lampes ou des transistors et circuits intégrés utilisés peuvent également guider.

Dans un transformateur « lignes » et THT, l'enroulement secondaire à très haute tension est généralement constitué par un très important nombre de tours présentés sous forme d'enroulement en galette plate.

2° Voici les caractéristiques demandées pour les tubes suivants :

23 AXP 4 : écran clair ; 110° ; sans auto-protection ; coefficient de transmission = 76 % ; diagonale = 59 cm ; chauffage = 6,3 V 0,3 A ; concentration électrostatique ; Va + g3 + g5 = 16 kV ; Vg2 = 400 V ; Ig2 = 15 µA max ; Vg4 = 0 à 400 V (concentration) ; Ig4 = 25 µA max ; Vk = 42 à 78 V.

23 GLP 4 : écran clair ; 110° ; auto-protégé ; coefficient de transmission = 76 % ; diagonale = 59 cm ; chauffage = 6,3 V 0,3 A.

Pour une tension d'anode de 16 kV, ce tube présente les mêmes conditions d'utilisation que le précédent. Par contre, il peut s'utiliser aussi avec une THT plus élevée, c'est-à-dire que l'on a, dans ce cas : Va + g3 + g5 = 18 kV ; Vg2 = 500 V ; Vg4 = 0 à 400 V ; Vk = 47 à 92 V.

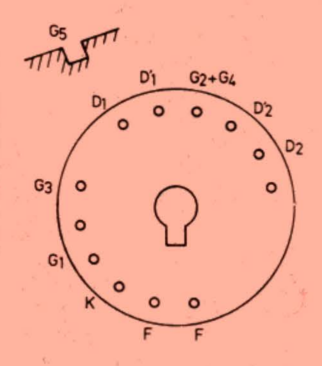


Fig. RR – 09.06

Le brochage de ces tubes est identique et est représenté sur la figure RR-09.06.

●

RR – 09.09-F : M. Alain NARBOUX, 44 PAIMBŒUF, nous demande les caractéristiques et brochages de différents transistors et des circuits intégrés SFC 2709 M et 2710 M.

1° Caractéristiques maximales des transistors :

2N 930 : silicium NPN ; Pc = 300 mW ; Ft = 30 MHz ; Vcb = 45 V ; Vce = 45 V ; Veb = 5 V ; Ic = 30 mA ; h fe = 150 pour Ie = 1 mA et Vcb = 5 V.

2N 2907 : silicium PNP ; Pc = 400 mW ; Ft = 200 MHz ; Vcb = 60 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; Ic = 600 mA ; h fe = 30 pour Ie = 1 mA et Vcb = 10 V.

2N 2193 : silicium NPN ; Pc = 800 mW ; Ft = 50 MHz ; Vcb = 80 V ; Vce = 50 V ; Veb = 8 V ; Ic = 1 A ; h fe = 30 pour Ie = 10 mA et Vcb = 10 V.

2N 2222 : silicium NPN ; Pc = 400 mW ; Ft = 250 MHz ; Vcb = 60 V ; Vce = 30 V ; Veb = 5 V ; Ic = 800 mA ; h fe = 50 pour Ie = 1 mA et Vcb = 10 V.

2N 2891 : silicium NPN ; Pc = 800 mW ; Ft = 50 MHz ; Vcb = 100 V ; Vce = 80 V ; Veb = 5 V ; h fe = 50 pour Ie = 50 mA et Vcb = 10 V.

2N 2243 : silicium NPN ; Pc = 800 mW ; Ft = 50 MHz ; Vcb = 120 V ; Vce = 80 V ; Veb = 7 V ; Ic = 1 A ; h fe = 30 pour Ie = 10 mA et Vcb = 10 V.

Tous ces transistors ont le même brochage représenté sur la figure RR-09-09.

2° Caractéristiques des circuits intégrés :

SFC 2709 M : amplificateur opérationnel d'usage général. Vs = ± 18 V ; Pd = 300 mW ; tension différentielle d'entrée max. = ± 5 V ; tension continue d'entrée = ± 10 V ; durée de court-circuit en sortie max. = 5 s ; tension de décalage à l'entrée = 1 mV ; courant de décalage à l'entrée = 50 nA ; courant de polarisation moyen = 200 nA ; amplification en tension = 45 V/mV ; courant fourni par les alimentations = 2,6 mA ; impédance différentielle d'entrée = 400 kΩ ; impédance de sortie = 150 Ω.

SFC 2710 M : comparateur différentiel rapide. Tension d'alimentation + Vs = + 14 V ; –Vs = –7 V ; courant de sortie = 10 mA max ; tension différentielle d'entrée = ± 5 V ; tension continue d'entrée = ± 7 V ; Pd = 300 mW ; tension de décalage à l'entrée = 0,6 mV ; courant de décalage à l'entrée = 0,75 μA ; courant de polarisation moyen = 13 μA ; amplification en tension = 1,7 V/mV ; temps de réponse = 40 ns ; impédance de sortie = 200 Ω ; courant fourni par les alimentations = 4,6 à 5,2 mA.

Les brochages de ces circuits intégrés sont également représentés sur la figure RR-09.09.

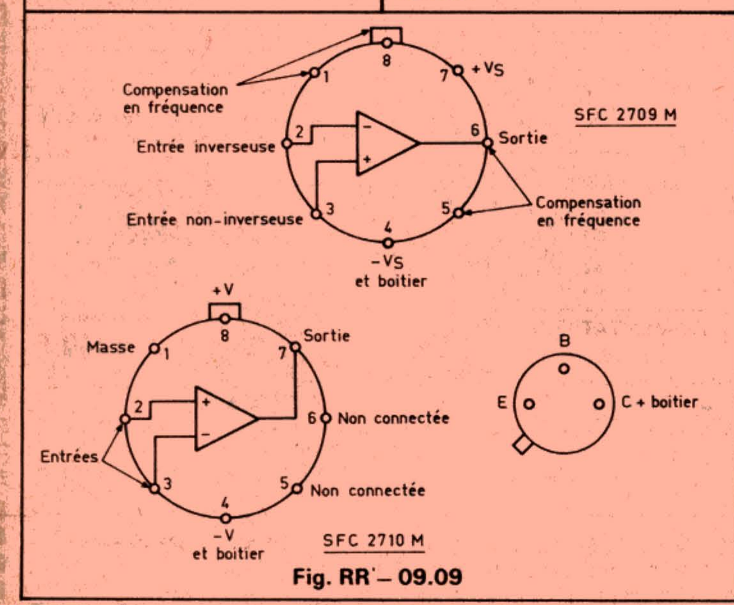


Fig. RR – 09.09

RR – 09.10 : M. Robert JARDE, 77 NEMOURS, nous fait part de ses ennuis dans la mise au point d'un amplificateur BF (dont il nous joint une photocopie du schéma).

Vous nous dites que le ronflement n'existe plus sur votre amplificateur BF lorsque vous coupez l'alimentation du filtre récemment installé. Mais il faut aussi relier l'entrée de ce filtre à sa sortie à l'aide d'un fil afin d'assurer la liaison BF. En effet, le ronflement peut bien avoir son siège dans un étage préamplificateur **à l'avant du filtre.** Le filtre étant coupé par son alimentation, le ronflement ne passe évidemment plus, mais il peut néanmoins exister encore ; c'est la raison pour laquelle il importe d'assurer la liaison indiquée précédemment, c'est-à-dire de ponter le filtre. Ce serait alors dans les étages précédant le filtre qu'il conviendrait de rechercher le défaut.

En principe, il n'y a absolument aucune raison pour que ce filtre apporte un quelconque ronflement s'il est convenablement blindé et si son alimentation est **parfaitement filtrée et découplée.** Lors de son installation, n'avez-vous pas provoqué accidentellement et involontairement, bien sûr, une panne quelconque dans un étage voisin ?

Enfin, sur l'étage final de l'amplificateur, le point marqué HP est-il bien à un potentiel continu nul par rapport à la masse (mesure à effectuer sans signal appliqué à l'entrée et haut-parleur provisoirement déconnecté) ? Autrement dit, la bobine mobile du haut-parleur ne doit être parcourue par aucun courant continu.

●

RR – 09.12 : M. Daniel PACAUD, 75018 Paris, nous demande les correspondances des cosses d'un transformateur d'alimentation.

Nous sommes fort embarrassés pour vous répondre valablement, en ce sens que nous ne connaissons absolument pas les caractéristiques du transformateur d'alimentation dont vous nous entretenez ; nous ne connaissons pas non plus les commutations effectuées ou susceptibles d'être effectuées sur la « plaquette de répartition » dont vous nous avez joint un dessin.

C'est directement à votre fournisseur qu'il vous faudrait écrire pour obtenir ces renseignements.

Bien entendu, puisqu'il s'agit d'un transformateur à deux primaires identiques, théoriquement, les connexions à effectuer sont les suivantes :

Pour 110 V : les deux primaires sont en parallèle, c'est-à-dire que l'on relie les deux fils 0 V ensemble, les deux fils 115 V ensemble et les deux fils 128 V ensemble. Ce qui donne donc la possibilité d'alimentation pour un réseau de 115 V ou de 128 V.

Pour 220 V : les deux enroulements primaires doivent alors être connectés en série, c'est-à-dire que le fil 128 V du premier enroulement est relié au fil 0 V du second enroulement. Aux extrémités de ce second enroulement (par rapport au 0 V du premier), on a donc la possibilité d'alimentation soit en 243 V, soit en 256 V.

Malheureusement, en ce qui concerne les cosses des secondaires, nous n'avons aucune idée... à distance ; mais en alimentant le primaire comme indiqué précédemment, vous pourriez déterminer les secondaires en mesurant les tensions disponibles à l'aide d'un simple voltmètre.

●

RR – 09.16 : M. Bernard VERNET, 56 LORIENT, qui ne nous avait pas communiqué son adresse complète et auquel nous avons répondu dans le n° 1696 (page 118) est prié de se mettre en rapport avec M. Guy RENARD, 75, rue G.-Fauré, 92500 RUEIL-MALMAISON... qui a un appareil à lui remettre gratuitement.

●

VENTE PROMOTIONNELLE A DES PRIX FOUS SUIVANT DISPONIBILITE DES STOCKS

CHAINE HIFI 2 x 33 W «RADIOLA»

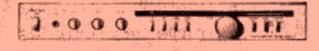


PLATINE disques
auto. ou manuelle
TUNER
PO.GO.FM.stéréo synthétiseur digital quartz
AMPLI 2 x 33 W/8 Ω
PLATINE K7 Dolby métal
2 ENCEINTES 3 voies, 45/80 W
Meuble RACK luxe
PRIX : 3990 F

COMPOSEZ VOTRE CHAINE HI-FI



• **Platine tourne-disques.** Entraînement courroie. **Livrée avec une courroie supplémentaire et une cellule.**
Prix .... **540 F**



• **Amplificateur 2 x 25 watts.** Extra-plat. Indicateur de niveau par 5 diodes électro-luminescentes.
Prix .... **540 F**

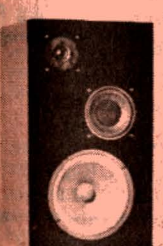


• **Tuner PO-GO-FM stéréo.** Indicateurs d'accord et de niveau signal.
Prix .... **590 F**



• **Platine K7 stéréo.** Chargement frontal. Dolby. Sélecteur de bandes «Métal/Chrome». Vu-mètres. Touches douces.
Prix .... **790 F**
(Photos non contractuelles)

PROMOTION EXCEPTIONNELLE
Enceintes acoustiques neuves
(Quantité limitée)



«P&G» MINI-ENCEINTES 50 W. 2 VOIES. H 21 x L 15 x P 11 cm.
La paire .... **320 F**

P&G 1 **60 W. 2 voies.** H 42 x L 26 x P 21,5 cm.
La paire .... **450 F**

P&G 2 **70 W. 3 voies.** H 51 x L 29 x P 23,5 cm
La paire .... **550 F**

ENCEINTES ACOUSTIQUES
MATERIELS VENDUS AVEC UN LEGER DEFAUT D'EBENISTERIE
GARANTIE : 1 AN
A voir sur place

MINI CHAINE STEREO PORTABLE



Amplificateur 2 x 10 W. Tuner PO-GO-FM stéréo. **Mini K7 stéréo** lecteur-enregistreur déconnectable et pouvant fonctionner indépendamment. 2 mini-enceintes. Alim. batterie 12 V ou secteur
Prix .... **1290 F**

ELECTROPHONE STEREO



2 x 3 W. réglages grave/aigu. Balance. Platine TD. 33/45 tr/mn. Arrêt automatique capot plexi. Livré avec 2 enceintes 5 W/4 Ω .... **390 F**

MINI-LECTEUR DE K7

Stéréo.
Avance rapide.
2 prises casques.
Prise alimentation extérieure.
Livré avec mini-casque et bandoulière.



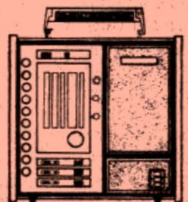
Prix .... **249 F**

MAGNETO K7 «CROWN»



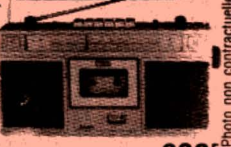
Enregistrement/lecture Piles/secteur. Micro incorporé, compte-tours, tonalité réglable. Prises enregistrement, micro, écouteur.
Prix .... **340 F**

Récepteur «MERIDIAN 212»



PO-GO-5 OC-FM. 3 stations préréglables en FM. Commutation A.F.C. Réglages aigu, grave, volume. Indicateur d'accord. Alim. piles ou secteur. Prises magnéto, casque.
Prix .... **390 F**

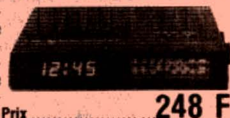
RADIO K7 - Stéréo



(Photo non contractuelle)

PO-GO-FM. K7 stéréo. Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne téléscopique.
Prix exceptionnel .... **680 F**
PO-GO-FM-OC K7 stéréo .... **780 F**

RADIO-REVEIL ELECTRONIQUE



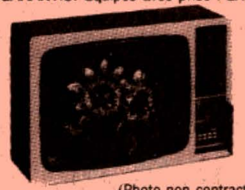
PO.GO.FM. Secteur. Affichage digital. Pile de secours sur l'horloge en cas de coupure de courant.
Prix .... **248 F**

CASQUES STEREOPHONIQUES
• **Modèle avec interrupteur marche / arrêt et dosage à chaque écouteur** .... **68 F**

CASQUE MINIATURE
Ultra léger, stéréo, pour Walkman .... **49 F**

PIETEMENT
pour téléviseur, électrophone, chaîne Hi-Fi, enceintes, etc .... **50 F**

VENTE PROMOTIONNELLE
(sans suite. Quantité limitée)
TELEVISEURS COULEURS
NEUFS GARANTIS. Equipés avec prise PERITEL




(Photo non contractuelle)

42 cm «RADIOLA»	3100 F
51 cm	2790 F
51 cm télécommande	3290 F
56 cm	2990 F
56 cm télécommande	3490 F
67 cm	3290 F
67 cm télécommande	3790 F

TELEVISEUR 32 cm N et B «RADIOLA»

Très belle présentation. Alimentation 220 V ou 12 V batterie. 8 touches de programmation. Matériel neuf emballé. Poids 6 kg.



Prix .... **980 F**

TRES BEAUX TELE. 2e MAIN garantie 1 an
Télé couleur grande marque française
51 cm .... **1790 F**

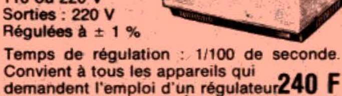
Téléviseurs noir et blanc



44 cm .... **490 F**
51 cm .... **590 F**
Photo non contractuelle

Antenne TV intérieure .... **70 F**

POUR TELEVISEURS ET CHAINES HI-FI
REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION
Type 250 VA
Entrées 110 ou 220 V
Sorties : 220 V
Régulées à ± 1 %



Temps de régulation : 1/100 de seconde. Convient à tous les appareils qui demandent l'emploi d'un régulateur .... **240 F**
Spécial TELE COULEUR «DYNATRA» 400 VA.
Entr. 110, sort. 110. Entr. 220.
Sor. 220. Super affaire .... **520 F**

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE 23 dB
se branche directement sur le secteur .... **190 F**
14 dB .... **140 F**

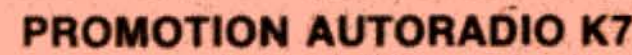
MONITEUR VIDEO
écran 32 cm, alimentation 220 V.
NEUF
Prix .... **950 F**

ALIMENTATIONS SECTEUR
Universelles multiprises



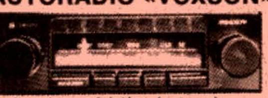
Entrée : 110/220 V
Sorties : 4,5, 6, 7,5 et 12 V, 500 mA .... **78 F**
Entrée : 110/220 V
+ ou − à la masse. **Sorties** : 3, 6 ou 9 V. 300 mA, avec multiprise .... **46 F**

PROMOTION AUTORADIO K7




PO-GO-FM stéréo K7 stéréo, 2 x 7 W .... **490 F**

AUTORADIO «VOXSON»



PO.GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouches 8 pistes 2 x 5 W stéréo.
Prix .... **190 F**

ADAPTATEUR K7



Pour lecteur de cartouches 8 pistes. Alimentation directe. Avance rapide.
Prix **239 F**

AUTORADIO «VOXSON»



GO-FM stéréo, K7 stéréo, 16 stations préréglables. Booster incorporé 2 x 20 W. Contrôle de tonalité, balance. Avance et retour rapide verrouillable. Tiroir antivol .... **2390 F**

• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR



2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B.-P. 45 à 20000 Hz Alim. : 12 V. Négatif à la masse.
Prix .... **50 F**
De portière. 20 W/4 Ω. La paire .... **120 F**
Pour voiture. Prix .... **30 F**

ANTENNE AUTO
ANTENNE D'AILE ELECTRIQUE
(L : 1,10 m) se commande du tableau de bord.
12 volts .... **98 F**

MONTEZ VOUS MEME VOTRE LECTEUR DE K7



PLATINE LECTEUR de K7 Complète, prête à fonctionner avec alimentation régulée du moteur.
Avec **tête STEREO** .... **79 F**
Par quantité, nous consulter

TETES LECTURE DE MAGNETOPHONE
Mono .... **20 F** • **Stéréo** .... **40 F**

MICRO A TELECOMMANDE
pour magnéto à K7. Avec fiches .... **22 F**
ou DIN .... **24 F**

CASSETTES
C 60 ferro Radiola .... **8 F**

BOBINE MAGNETIQUE
18 cm (pleine) : **12 F** ... Bobine vide ∅ 18 cm **3 F**

PROGRAMMATEURS
3500 W - 220 V



Programmation sur **24 heures**
Prix .... **140 F**

Programmation sur **7 jours**
Prix .... **170 F**

Vend au détail, au prix de gros
COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. M° Crimée
41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris.
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. M° Jaurès - Louis Blanc.

• CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS • PARKING DANS LA COUR

Prix établis au 1.11.83

Bloc-notes

UN CLUB D'AMATEURS DE VIDEO DANS VOTRE REGION

Il existe certainement dans votre ville un club photo, voire plusieurs, mais pas de club vidéo. Attention, ne confondez pas, il ne s'agit pas d'un vidéo-club, commerce de location de cassettes, mais d'un lieu de production vidéo où chacun s'associe à la réalisation d'un film, d'un reportage, d'une enquête...

De plus en plus cependant, de telles structures se créent, et la production amateur se développe avec passion et compétence. Les collectivités locales reconnaissent l'intérêt de la vidéo et encouragent la création de tels clubs dont elles s'assurent les services.

Demain, les télévisions privées manqueront de programmes, et les amateurs, comme les indépendants, participeront à l'élaboration du message audiovisuel de qualité.

La Fédération française de vidéoamateur regroupe tous ceux qui ne filment pas pour s'applaudir tout seul devant son écran, mais les vidéastes qui désirent se retrouver dans un mouvement de télévision active, une vue nouvelle sur l'expression et la communication.

Aussi 1984 sera une année décisive pour la vidéo, car la Fédération française de vidéoamateur lance trois opérations de grande envergure :

– Le festival international de vidéoamateur à Agen, en collaboration avec le vidéoclub agenais.

– Les Assises nationales de la vidéo au printemps 1984 pour apporter des solutions aux problèmes de production et de diffusion.

– Vidéotomne 1984, rassemblant dans toute la France les initiatives de démonstrations vidéo.

Toutes ces actions prendront racine dans chaque région où la fédération est représentée par un délégué régional.

Afin de conférer à la région son autonomie par l'élection d'un bureau régional, pour recenser les besoins et les moyens, pour définir des initiatives communes, différentes réunions auront lieu dans chaque région avant la fin de l'année 1983.

Que vous soyez club ou particulier, novice ou chevronné, et si vous êtes intéressé par notre projet, vous pouvez contacter le delegué de la fédération pour votre région.

Certaines régions sont en cours de création et la fédération n'y est pas encore représentée. Si vous habitez dans l'une de celles-ci, vous pouvez vous adresser directement à : F.F.V.A., B.P. 55, 95320 Saint-Leu-la-Forêt, ou téléphoner le soir à : Alain Minot (3) 995.51.50.

Région Bretagne, départements : (22) Côtes-du-Nord, (29) Finistère, (35) Ille-et-Vilaine, (44) Loire-Atlantique, (56) Morbihan. **Délégué régional :** Christian Hugon, Vidéo Loisirs, 19, rue Henri-Sellier, 56100 Lorient. Tél. : (97) 64.40.16.

Région Charente Poitou, départements : (16) Charentes, (17) Charentes-Maritimes, (79) Deux-Sèvres, (85) Vendée, (86) Vienne. **Délégué régional :** Hubert Carof, 6, rue des Ecoles, 79000 Niort. Tél. : (49) 73.41.01.

Région Midi Atlantique, départements : (24) Dordogne, (33) Gironde, (46) Lot, (47) Lot-et-Garonne, (82) Tarn-et-Garonne. **Délégué régional :** Jacques Giraud, Vidéoclub agenais B.P. 167, 47005 Agen Cedex. Tél. : (53) 47.36.36.

Région Languedoc Roussillon, départements : (09) Ariège, (11) Aude, (34) Hérault, (66) Pyrénées-Orientales. **Délégué régional :** Victor Simal, Vidéo Action, Mas Figuère, route de Bages, 66200 Elne. Tél. : (68) 22.22.59.

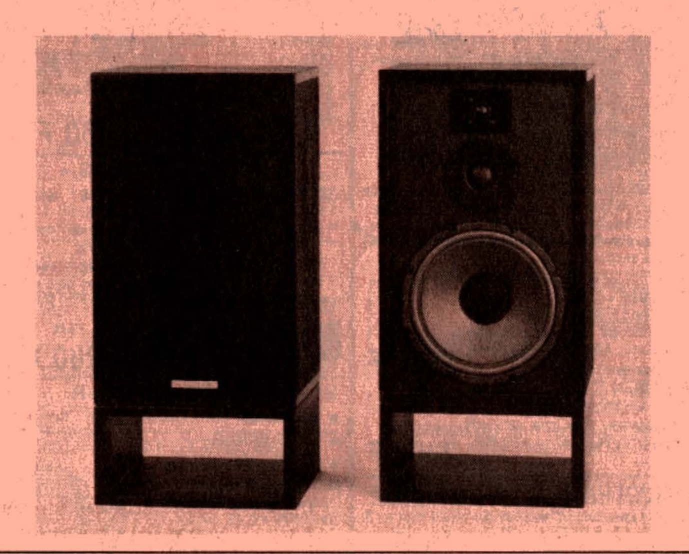
Région Provence Côte-d'Azur, départements : (04) Alpes-de-Haute-Provence (06), Alpes-Maritimes, (83) Var, (84) Vaucluse, (13) Bouches-du-Rhône. **Délégué régional :** Alain Dominoni, quartier Le Castelles, 83601 Fréjus. Tél. : (94) 51.40.46.

Région Bourgogne Franche-Comté, départements : (10) Aube, (39) Jura, (21) Côte-d'Or, (25) Doubs, (52) Haute-Marne, (58) Nièvre, (70) Haute-Saône, (89) Yonne, (71) Saône-et-Loire. **Délégué régional :** Philippe Maynard, 26, rue des Roses, 21000 Dijon. Tél. : (80) 55.31.52

Région Nord-Est, départements : (08) Ardennes, (51) Marne, (55) Meuse. **Délégué régional :** Dominique Levêque, Maison Culture, B.P. 1183, 51057 Reims Cedex. Tél. : (26) 40.23.26.

FISCHER ET FISCHER : LE CHOIX DE L'ARDOISE

Dans une enceinte acoustique, la qualité des haut-parleurs n'est pas tout : en fonctionnement, ils peuvent exciter des résonances propres au matériau – généralement du bois – constituant l'enceinte, ce que la mise en place d'accéléromètres sur les parois permet de vérifier immédiatement. Comment résoudre ce problème des émissions secondaires s'assimilant à de la distorsion ? Les solutions classiques consistent à découpler mécaniquement les haut-parleurs de la caisse (au niveau de leurs points de fixation) et à rigidifier celle-ci. Le constructeur allemand Fischer et Fischer a opté,



lui, pour un matériau jusque là inutilisé en ce domaine : l'ardoise. Sa densité alliée au feuilletage que l'on connaît résolvent particulièrement bien les problèmes précités, au prix cependant d'une masse peu commune : 58 kg pour des dimensions classiques (62 × 38 × 31 cm). L'enceinte en question accepte 100 W, est équipée de trois haut-parleurs (dont un 30 cm pour le woofer) et couvre 60-20 000 Hz dans 6 dB. Prix : 19 000 F la paire, environ. Distributeur : Minezac, 75, allée La Fontaine, 78170 La Celle-Saint-Cloud. Tél. : (3) 969.40.29.

Initiation à la pratique de l'électronique

Amplification à transistor

LES amplificateurs basse fréquence se divisent en deux classes : les amplificateurs de puissance, comme ceux destinés à la haute-fidélité et dont la puissance délivrée va de quelques watts à plusieurs dizaines de watts, et les amplificateurs dits « de signaux faibles », c'est-à-dire ceux amplifiant des signaux de petite amplitude dont la puissance maximale de sortie ne dépasse pas le watt.

C'est par les amplificateurs basse fréquence à un seul étage que nous commencerons ce mois-ci.

Nous avons déjà parlé du calcul des composants nécessaires à la polarisation d'un transistor. Nous n'y reviendrons pas. En revanche, outre le calcul du gain des différents types d'amplificateurs, nous devons insister sur les problèmes d'adaptation et des organes de liaison. En effet, l'amplificateur est inséré dans une chaîne, il doit apporter une certaine amplification sans dégrader d'autres caractéristiques de cette chaîne.

Les données du problème

Il n'y a pas de formule unique pour le calcul d'un amplificateur BF. Chaque application a sa solution particulière.

Le cas le plus simple est celui de l'amplificateur dont on recherche un gain précis, sans prendre en considération les circuits l'environnant. On utilise alors un seul transistor avec contre-réaction si le gain demandé n'est pas trop grand, ou deux étages (ou plus) si l'amplification totale doit être élevée.

Le plus souvent, l'amplificateur est inséré dans une chaîne dans laquelle on doit tenir compte des impédances, des tensions et des courants. Dans de nombreux cas, la charge du transistor est imposée. C'est par exemple un haut-parleur dont la valeur ohmique est donnée, et il s'agira d'obtenir en sortie la puissance la plus grande possible.

L'ensemble peut être représenté par un schéma synoptique composé de trois rectangles : la « source », aux bornes de laquelle se trouve le signal à amplifier, l'amplificateur lui-même, et la « charge », qui peut être la fin de la chaîne (écouteur, relais, etc.) ou l'entrée d'un autre amplificateur (fig. 1).

Revenons sur ces trois rectangles. Il peut s'agir pour le premier d'un préamplificateur, d'une cellule photoélectrique ou d'une tête de lecture d'un électrophone. De toute façon, les caractéristiques doivent être connues : tension v du signal disponible et résistance interne R_i de la source (fig. 2). Ce circuit est relié à l'entrée de l'amplificateur qui, lui aussi, possède des caractéristiques précises d'entrée (R_e) et de sortie (v_s et R_s). La sortie de l'amplificateur est reliée à l'étage suivant dont l'impédance Z_L doit être connue.

Notons que v est la tension du transducteur (tête de lecture, par exemple) ou la tension amplifiée de l'étage précédent ; v_s est la tension amplifiée par l'amplificateur lui-même.

Il se pose ici un problème d'adaptation. L'impédance R_i de la tête de lecture ne doit pas être court-circuitée par la faible impédance d'entrée R_e de l'ampli. Si celle-ci est vraiment trop basse, il serait souhaitable d'insérer entre les deux blocs un étage d'adaptation (transistor monté en collecteur commun). Du côté sortie, l'impédance Z_L du haut-parleur (ou l'impédance d'entrée de l'étage suivant) doit être adaptée à la résistance R_s de l'amplificateur. On se souvient que : « Le maxi-

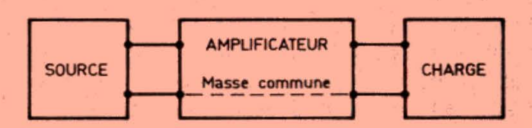


Fig. 1. – L'amplificateur est inséré dans une chaîne. Le signal fourni par la source se retrouve amplifié dans la charge.

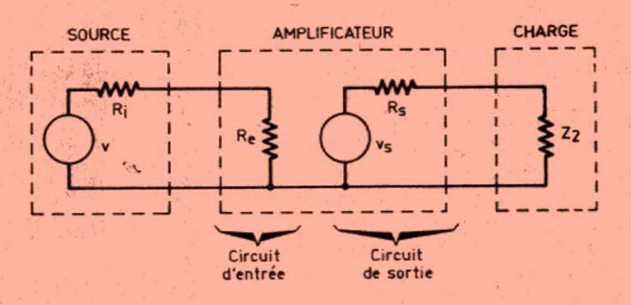


Fig. 2. – Les caractéristiques des différents éléments de la chaîne doivent être connues.

mum de puissance est transmis si les deux circuits ont des impédances identiques. » S'étant assuré que $R_e \simeq R_i$ et $R_S \simeq Z_L$, on calcule ensuite les éléments de l'amplificateur pour obtenir le gain désiré.

Le transistor : un amplificateur de courant

De ce que nous venons de dire, la conclusion est la suivante : il est indispensable de bien connaître les données du problème, c'est-à-dire les performances exigées, les caractéristiques des étages situés en amont et en aval de l'amplificateur, ainsi que la tension de la source d'alimentation imposée.

Ce qu'il est également bon de savoir, ce sont les caractéristiques du ou des transistors utilisés : leur gain de courant, leurs valeurs limites de tension, de courant et de puissance.

On se souvient que le gain du transistor n'est pas constant et qu'il est maximal pour une certaine valeur de I_c. De même, si l'amplificateur est destiné à la haute-fidélité, le bruit du transistor est minimal pour un courant précis, celui-ci n'étant pas forcément celui fournissant le maximum de gain. Il se pose ainsi un problème de choix.

Le transistor est un amplificateur de courant. A une variation de courant ΔI_B dans sa base, correspond une variation, plus grande, ΔI_C dans son circuit collecteur. Le rapport

$$\Delta I_C / \Delta I_B$$

définit le gain β, ou h_{fe}, du transistor. Il ne faut pas confondre cette variation de courant avec le courant de polarisation circulant dans le transistor, et qui est présent même s'il n'y a pas de signal à l'entrée. Ce courant de repos est absolument nécessaire pour éviter les distorsions en sortie.

Impédance d'entrée de l'amplificateur

Cette impédance d'entrée est généralement faible. Pour un transistor monté en base commune, cette impédance est approximativement égale au rapport $25/I_E$ avec I_E exprimé en milliampères. Pour un courant I_E de 5 mA, la résistance interne émetteur-base est de l'ordre de 5 Ω (fig. 3).

L'impédance d'entrée d'un montage émetteur commun est déjà plus élevée, puisqu'elle est multipliée par le gain β du transistor. Ainsi, avec un transistor dont le β est de 200, et dont I_E = 5 mA, l'impédance d'entrée qui est de 5 Ω en base commune, passe à 1 000 Ω en émetteur commun (fig. 4).

Dans un montage collecteur commun, l'impédance d'entrée est encore plus grande. Elle est sensiblement égale à βR_E (fig. 5). Toujours avec le même transistor (de β = 200) chargé par une résistance R_E de 4,7 kΩ, l'impédance d'entrée est de l'ordre de 940 kΩ. Si celle-ci est encore trop basse, la meilleure solution est de choisir le montage Darlington dont l'impédance d'entrée monte à $\beta_1 \beta_2 R_E$ (fig. 6).

En résumé, se souvenir que l'impédance d'entrée d'un montage (émetteur commun ou collecteur commun) est d'autant plus grande que l'impédance dans le circuit émetteur est élevée. L'impédance d'entrée est égale au produit de β par cette impédance. Cette dernière est la résistance R_E de la figure 5.

En ce qui concerne le montage de la figure 4, dont nous disions que l'impédance d'entrée était de 1 000 Ω, nous pouvons augmenter cette impédance d'entrée en insérant une résistance R_E non découplée entre émetteur et masse (point A de la fig. 4). Avec R_E = 100 Ω, l'impédance d'entrée du circuit monte à 20 kΩ. En shuntant cette résistance R_E par un condensateur C_E, cette impédance diminue. Pour la connaître, on a besoin de calculer la réactance de C_E à la fréquence du signal. Cette réactance, en parallèle sur R_E, donne l'impédance Z_E entre émetteur et masse. L'impédance d'entrée, à la fréquence du signal, est alors égale à βZ_E. Nous reviendrons plus tard sur ce problème.

Autre point à ne pas oublier pour le calcul de l'impédance d'entrée : les résistances R_1 et R_2 de polarisation. Sur la figure 4, si R_1 = 10 kΩ et R_2 = 50 kΩ, la résistance ajoutée en parallèle sur l'entrée est :

$$\frac{50 \times 10}{50 + 10}$$

soit 8,33 kΩ, et l'impédance d'entrée du montage, dont le calcul donne 1 000 Ω, chute à 893 Ω.

Gain de tension d'un étage émetteur commun

Le gain de tension est le rapport de tension de sortie sur la tension à l'entrée, soit :

$$G = \frac{V_s}{V_e}$$

C'est cette formule que l'on applique lorsque l'on injecte un signal à l'entrée et que l'on observe la tension à la sortie à l'aide d'un oscillographe cathodique.

Le calcul du gain peut se poser autrement : on a sous les yeux un schéma dont on souhaiterait connaître le gain d'après la valeur des résistances et les caractéristiques du transistor. Nous donnons, sur

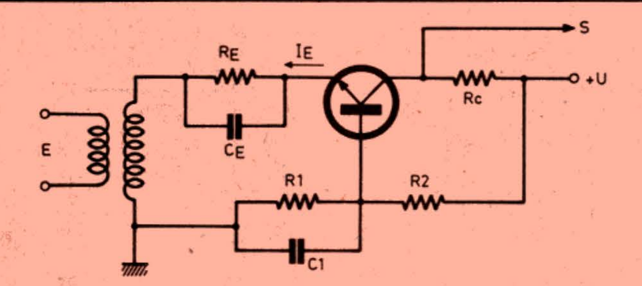


Fig. 3. — Montage base commune. Son impédance d'entrée est égale à $25/I_E$, I_E étant exprimé en milliampères.

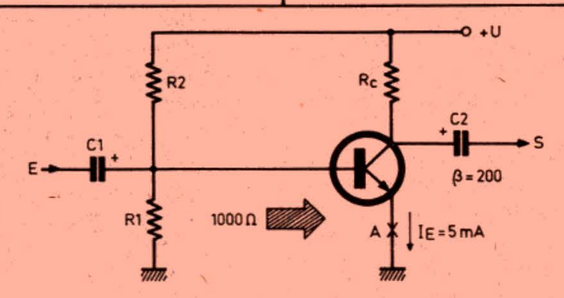


Fig. 4. — Montage émetteur commun. Si aucune résistance n'est insérée en A, son impédance d'entrée est égale à $25\beta/I_E$.

la figure 7, trois circuits de transistors montés en émetteur commun.

Si l'on considère les résistances du circuit, le gain de tension est sensiblement égal au rapport « résistance collecteur sur résistance émetteur », formule qui découle directement de celle du rapport des tensions.

Le premier schéma (a), dont le courant émetteur est de 2 mA, présente une résistance interne r_e de valeur $25/I_E$ soit 12,5 Ω. En prenant en considération les valeurs de R_1 et R_2, cette résistance r_e ne change pratiquement pas. Le rapport R_c/r_e nous donne un gain de tension de 376. Cette formule n'est qu'approximative. Pour le deuxième montage (b) le calcul est plus précis. Le gain est égal au rapport R_c/R_E soit, avec les valeurs données, G = 10. Quant au troisième montage (c), la réactance du condensateur C_E est faible ; on est ramené au premier montage, puisque l'émetteur du transistor se trouve au potentiel commun (la masse) en alternatif.

Imaginons que cet étage soit inséré dans un ensemble devant amplifier des signaux dont la fréquence doit varier de 50 Hz à 10 kHz. A la fréquence la plus basse de la bande passante, le condensateur C_E de 500 µF a une réactance capacitive de 6,4 Ω à 50 Hz :

$$X_c = \frac{1}{6{,}28\,CF}$$

L'émetteur est pratiquement au potentiel de la masse.

Pour les fréquences plus élevées, la réactance de C_E est évidemment encore plus faible et on peut considérer que le gain est constant pour toute la bande passante.

Un moyen facile de calculer de tête la réactance d'un condensateur est de se souvenir que : « 1 microfarad à 100 hertz fait 1 600 ohms. » On sait que la réactance X_c est inversement proportionnelle à la fréquence et à la capacité, ou, en d'autres termes, que la réactance est d'autant plus petite que la fréquence et la capacité sont plus élevées. Ainsi, pour notre exemple précédent, puisque « 1 µF à 100 Hz fait 1 600 Ω », 100 µF à 100 Hz nous donne 16 Ω, 500 µF à la même fréquence : 3,2 Ω et 500 µF à 50 Hz présente une réactance de 6,4 Ω.

Les condensateurs de liaison

Un autre point important est le choix de la valeur des condensateurs de liaison. Pour avoir une bonne transmission, la réactance de C_1 (fig. 4) doit être faible par rapport à l'impédance d'entrée du transistor (le condensateur C_1 et l'impédance d'entrée constituant un diviseur de tension). Si cette impédance d'entrée (= βR_E ou βr_e) est de 1 000 Ω, on aura intérêt à choisir un condensateur dont la réactance, à la fréquence la plus basse de la bande passante, soit inférieure ou égale au dixième de cette impédance d'entrée, soit dans votre cas 100 Ω.

Quant au condensateur C_2, son choix dépend de l'impédance d'entrée de l'étage suivant. Ce condensateur, également, devra présenter une réactance 10 fois plus faible par rapport à cette impédance.

La polarité du condensateur doit aussi attirer notre attention. L'armature positive est placée du côté du potentiel le plus positif. On suppose que le circuit précédant ce transistor est pratiquement au potentiel de la masse. Ainsi, l'armature « plus » se trouve côté base (tension positive égale à 0,6 V, ajoutée à la chute de tension aux bornes d'une éventuelle résistance R_E). Il va de soi que, si le transistor est du type PNP (alimenté par une tension négative), la polarité des condensateurs est inversée.

Comment augmenter l'impédance d'entrée d'un étage

Une des caractéristiques d'un amplificateur à transistor est sa faible impédance d'entrée. Ceci pose souvent des problèmes d'adaptation.

C'est pour cette raison que le montage base commune est assez peu rencontré dans les circuits usuels. Nous avons vu

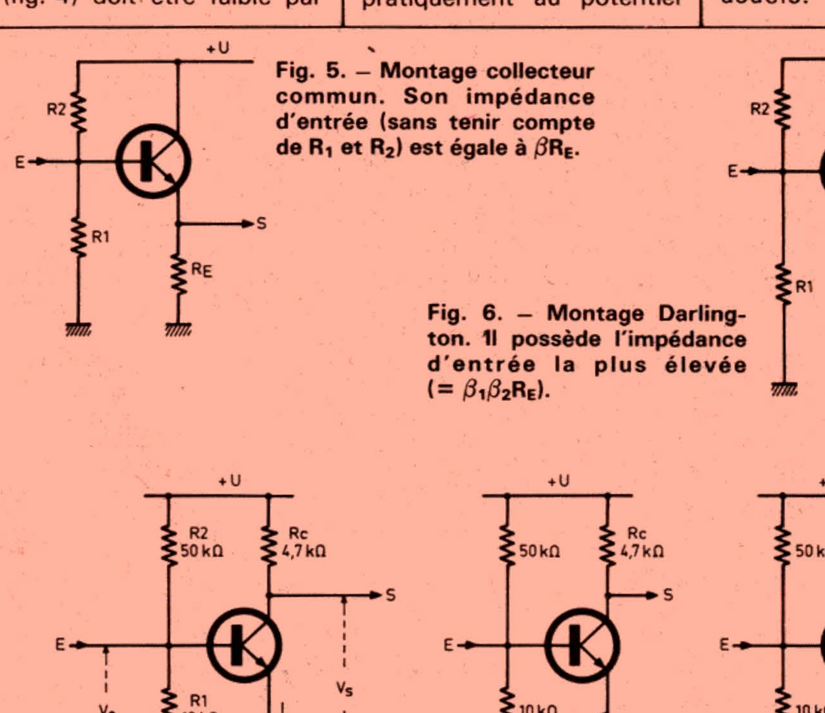
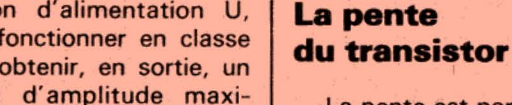


Fig. 5. – Montage collecteur commun. Son impédance d'entrée (sans tenir compte de R_1 et R_2) est égale à βR_E.

Fig. 6. – Montage Darlington. Il possède l'impédance d'entrée la plus élevée (= $\beta_1\beta_2 R_E$).

Fig. 7. – Différentes variantes du montage émetteur commun.



qu'en base commune cette impédance est plutôt faible :

$$r_e = \frac{25}{I_E},$$

tout juste égale à quelques dizaines d'ohms. Le montage base commune est davantage employé comme premier étage des récepteurs VHF ou UHF, pour adapter facilement le câble de 75 Ω relié à l'antenne. En basse fréquence, on l'utilise rarement, sauf, par exemple, pour adapter un micro électrodynamique de quelques centaines d'ohms de résistance interne.

Le montage base commune est donc plutôt délaissé pour celui à émetteur commun. L'impédance d'entrée est bien plus élevée puisque le gain β entre en ligne de compte, et il est courant d'avoir au moins 1 000 Ω. Cette valeur est encore trop petite pour certaines applications. Une astuce consiste à insérer une petite résistance en série avec l'ensemble R_E C_E (fig. 8). Sans cette résistance de 33 Ω, l'impédance d'entrée du transistor, en excluant la charge apportée par R_1 et R_2, est de l'ordre de 2 500 Ω ; elle monte à 6 600 Ω, juste par l'insertion de la 33 Ω qui ne dérègle absolument pas le fonctionnement.

Une autre méthode, également utilisée, consiste à placer une résistance R_S en série dans le circuit d'entrée (fig. 9). Cette nouvelle résistance a une valeur élevée (22 kΩ) par rapport à l'impédance d'entrée du transistor lui-même. On peut donc dire que l'impédance d'entrée de ce montage est de 22 kΩ. Quant au gain de tension de l'amplificateur, il est égal à :

$$\beta = \frac{R_c}{R_S},$$

soit 42,7 dans notre exemple.

Si cette solution est encore insuffisante, le meilleur remède consiste à faire précéder l'étage émetteur commun par un montage collecteur commun comme celui représenté sur la figure 5. L'impédance d'entrée est alors égale au produit gain de courant du transistor par la charge dans l'émetteur. Cette charge est constituée par R_E en parallèle sur la résistance d'entrée R' de l'étage suivant. On veillera à ce que les résistances de polarisation R_1 et R_2 soient assez grandes afin de profiter au maximum de l'impédance d'entrée élevée du transistor. On remarque que, souvent, $R_1 = R_2$, ce qui amène à avoir une tension de repos sur l'émetteur égale à la moitié de la tension d'alimentation U, pour fonctionner en classe A et obtenir, en sortie, un signal d'amplitude maximale.

Il faut se rappeler aussi que ce montage collecteur commun possède un gain de tension inférieur à l'unité, égale au rapport :

$$\frac{R_E}{r_e + R_E}$$

R_E représentant la valeur de la résistance dans le circuit émetteur, en parallèle avec l'impédance R' de l'étage suivant.

Une impédance d'entrée encore plus élevée est possible avec un montage Darlington (fig. 6). Ces types de circuit résolvent ce problème d'impédance d'entrée élevée, par l'adjonction d'un transistor supplémentaire. C'est à l'utilisateur de décider s'il est préférable d'avoir deux transistors (collecteur commun + émetteur commun) et de profiter d'une impédance et d'un gain élevés, ou bien d'un seul transistor (émetteur commun comme ceux des figures 8 et 9) qui est la solution la plus économique, tout en présentant des caractéristiques intéressantes.

Notons qu'il existe des transistors Darlington vendus dans un seul boîtier, comme le BSS 50 de RTC.

La pente du transistor

La pente est parfois utilisée pour le calcul du gain d'un étage émetteur commun. On sait que la pente indique la variation de courant ΔI_c pour une valeur donnée de variation de tension sur la base. Ainsi, un étage dont la pente est de 80 mA/V recevant une variation de 0,1 V à l'entrée donne un ΔI_c de 8 mA.

Il existe une formule pour obtenir la pente, valable pour tous les transistors bipolaires : $S = 40 I_c$. La lettre S désigne la pente exprimée en mA/V si I_c est en milliampères. C'est-à-dire que, si nous avons un transistor parcouru par un courant de repos I_c égal à 1 mA, la pente se trouve être de 40 mA.

Une autre forme de la formule de la pente est :

$$S = \frac{1}{r_e},$$

ou encore :

$$S = \frac{1}{r_e + R_E},$$

si une résistance R_E non découplée se trouve dans le circuit émetteur. Pour notre exemple (I_c = 1 mA) :

$r_e = 25/1$, soit 25 Ω, et :

$$S = \frac{1}{r_e} = \frac{1}{25} = 0{,}04 \text{ A/V}$$

ou 40 mA/V. Si une résistance de 470 Ω est insérée dans l'émetteur, la pente S est alors égale à :

$$S = \frac{1}{25 + 470} = 2 \text{ mA/V}$$

Connaissant la pente, on peut calculer le gain de tension par la formule :

$G = S \times R_c$. Toujours avec un courant I_c de 1 mA, une charge R_c de 4,7 kΩ et un signal de 10 mV à l'entrée, le gain de tension est de 40 mA/V × 4,7 kΩ = 188, et la tension de sortie est de 188 × 10 mV = 1 880 mV ou 1,9 V.

J.-B. P.

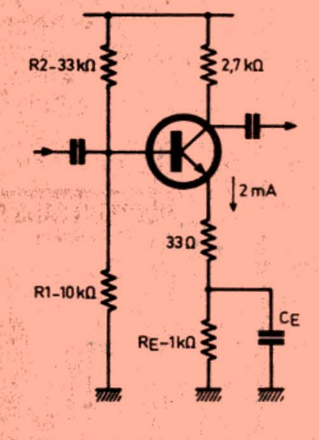


Fig. 8. – Pour l'insertion de la résistance de 33 Ω non découplée, on augmente l'impédance d'entrée du circuit.

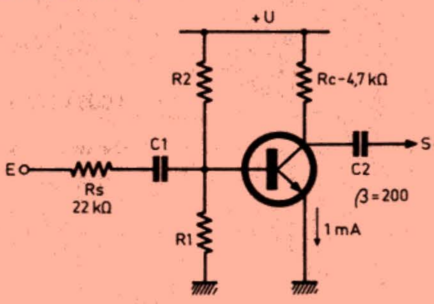


Fig. 9. – Autre moyen d'augmenter l'impédance d'entrée, tout en profitant d'un gain de tension acceptable.

UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

NOUVELLE GAMME de matériel de sécurité et de protection antivol SANS FIL.

- Centrale d'alarme télécommande digitale
- Détecteur de présence à télécommande digitale
- Détecteur d'ouverture, instantanée ou retardée
- Emetteur-récepteur



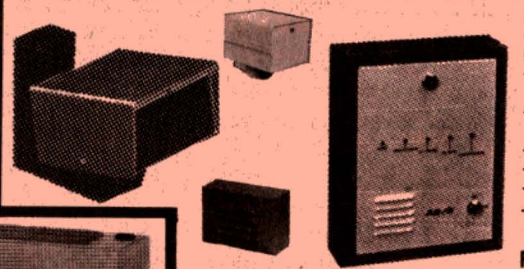
Exemple de prix

COMMANDE A DISTANCE

Codée, 259 combinaisons pour porte de garage ou autre applications. Circuit normalement fermé ou normalement ouvert. Alimentation récepteur 12 ou 24 V - Alimentation émetteur 9 V PORTEE 100 m

L'ENSEMBLE émetteur/récepteur **980 F** Dossier complet 15 F en timbres

LE DEFI BLOUDEX. CENTRALE D'ALARME 4 ZONES



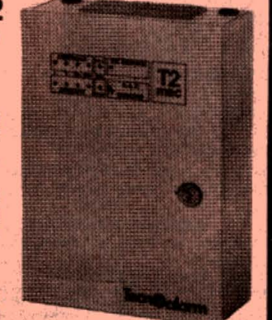
- 1 zone temporisée N/F
- 1 zone immédiate N/O
- 1 zone immédiate N/F
- 1 zone autoprotection permanente (chargeur incorporé), etc.
- **1 RADAR** hyperfréquence, portée réglable 3 à 15 m + réglage d'intégration
- **2 SIRENES** électronique modulée, autoprotégée
- **1 BATTERIE** 12 V, 6,5 A., étanche, rechargeable
- **50 mètres** de câble 3 paires 6/10
- 4 détecteurs d'ouverture ILS

PRIX **2 965 F** TTC (envoi en port dû SNCF)

CENTRALE D'ALARME CT 02

- 2 zones individuelles de détection avec mémorisation d'alarme sur chaque zone
- Circuit analyseur sur chaque voie pour contact inertiel
- Temporisation d'entrée et durée d'alarme réglable
- Détection : un circuit détecteur immédiat, un circuit de détection retardé, un circuit de détection et contrôle 24 h/24 h de l'ensemble des détecteurs RADAR-CONTACT NF, contact inertiel et avertiseur d'alarme
- Alimentation : **entrée** 220 V, chargeur régulé en tension et courant ; **sortie** 12 V pour RADAR hyperfréquence, RADAR infra-rouge, sirène extérieure auto-alimentation, autoprotégée. Sortie pré-alarme, sortie pour éclairage des lieux et transmetteur téléphonique

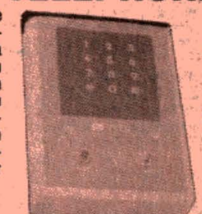
1 900 F Franco de port



TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection ; s'assure que la ligne est disponible ; compose le numéro programmé ; en cas de (non réponse) ou (d'occupation) renouvelle l'ensemble de ces opérations jusqu'à ce que (l'appelé) décroche son combiné. Emet alors un signal sonore caractéristique pendant une quinzaine de secondes ; confirme l'information par son second appel dans les 30 secondes suivantes.

Non homologué. **Prix 1 250 F. Quantité limitée.** Frais port 45 F



EROS P28 homologué PTT 1 n° d'appel avec message enregistré **3 450 F** Frais port 45 F

NOUVEAU!! STRATEL 4 numéro d'appel 2 voies d'entrée Consommation en veille 1mA **PRIX NOUS CONSULTER**

LA PROTECTION ELECTRONIQUE
Appartement, pavillon, magasin

LA CENTRALE CT 01 qui est le cerveau d'une installation de détection a des capacités étonnantes. En sélectionnant la CENTRALE CT 01 nous avons voulu un cerveau intelligent et fiable afin de mieux vous protéger de visiteurs indésirables. LA CENTRALE CT 01 traite les informations fournies par les détecteurs volumétriques ou périphériques. Elle déclenche les alarmes (peut déclencher un transmetteur téléphonique, éclairage des lieux, etc.) même en cas de coupure d'électricité grâce à sa double alimentation secteur et batterie qui est rechargeable par la CENTRALE CT 01 elle même.

- Circuit anti-hold-up et anti sabotage 24-24
- Circuit sirène auto-alimentée, auto-protégée.

Dimensions : H. 315 ; L. 225 ; P. 100. **PRIX : 1 200 F** frais d'envoi 35 F

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

Autoprotégée en coffret métallique 12 V, 0,75 Amp. 110 dB **PRIX EXCEPTIONNEL** **180 F** Frais d'envoi 25 F

SIRENE électronique autoalimentée et autoprotégée. **590 F** Port 25 F

2 accus pour sirène **160 F**

Nombreux modèles professionnels Nous consulter

VOTRE 1re LIGNE DE DEFENSE CONTRE LES CAMBRIOLEURS

Pré-détection d'intrusion par allumage des lumières. Eclairage automatique de locaux en présence de mouvement. Allumage de vitrines au passage de piétons. Le **Radar G** a été conçu pour répondre à une vaste demande concernant la commande automatique de divers processus utilisant la détection de mouvement. Il ne nécessite aucune installation, il suffit de raccorder la fiche mâle au secteur et l'éclairage de l'appareil à commander à la prise femelle.

Dimensions : 193 × 127 × 166 m. Poids : 600 g. Consommation : 0,5 watt/heure. Réglage de portée et de temporisation de durée d'éclairage. Pouvoir de coupure : 220 V, 500 W. Possibilité pour les pavillons de le placer à l'extérieur.

PRIX : 1 350 F Port 25 F

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué

Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement. Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête. Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.

Frais d'envoi 16 F **PRIX 270 F**

DECTECTEUR RADAR PANDA anti-masque

BANDE X

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace même à travers des cloisons. S'adapte sur la centrale d'alarme CT 01. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

PRIX : **1 450 F** Frais d'envoi 40 F

NOUVEAU MODELE « PANDA » Faible consommation, 50 mA. Réglage séparé très précis de l'intégration et de la portée. **1 650 F** Frais de port 35 F

LA PROTECTION ELECTRONIQUE DES VEHICULES

Documentation sur toute notre gamme contre 16 F en timbres



CENTRALE D'ALARME avec sirène électronique auto-alimentée et télécommande radio. **PRIX NOUS CONSULTER**





RADAR HYPERFREQUENCE
BANDE X

AE 15, portée 15 m. Réglage d'intégration Alimentation 12 V. **980 F** frais de port 40 F

PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible. S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule). Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.

PRIX : **nous consulter** Documentation complète contre 10 F en timbres

LA SURVEILLANCE VOLUMETRIQUE à des prix sans concurrence

CLAVIER UNIVERSEL KL 305



- Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc.
- Commande à distance codée en un seul boîtier
- 11880 combinaisons
- Codage facile sans outils
- Fonctions : repos/travail ou impulsion
- Alimentation 12 V
- Dimensions 56x76x25 mm

450 F Frais de port 25 F

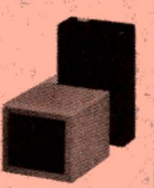
CENTRALE AE 2

ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie fixe. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60". **SORTIE** : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre. Durée d'alarme 3', réarmement automatique. **TABLEAU DE CONTROLE** : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant démémoris. d'alarme

950 F Frais de port 35 F

DETECTEUR DE PRESENCE

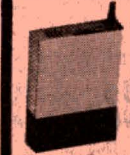
Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR



MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.

RADAR HYPERFREQUENCE

MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.



Prix : NOUS CONSULTER

Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

MICRO EMETTEUR





depuis 450 F Frais port 25 F Documentation complète contre 10 F en timbres

RECEPTEUR MAGNETOPHONES

— **Enregistre** les communications en votre absence. AUTONOMIE : 4 heures d'écoute.

— Fonctionne avec nos micro-émetteurs. **PRIX NOUS CONSULTER**

Documentation complète de toute la gamme contre 15 F en timbres.

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD





Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.

Prix : 950 F Frais de port 35 F

INTERRUPTEUR SANS FIL
portée 75 mètres



Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.) Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W EMETTEUR alimentation pile 9 V **AUTONOMIE 1 AN**



450 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS (1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

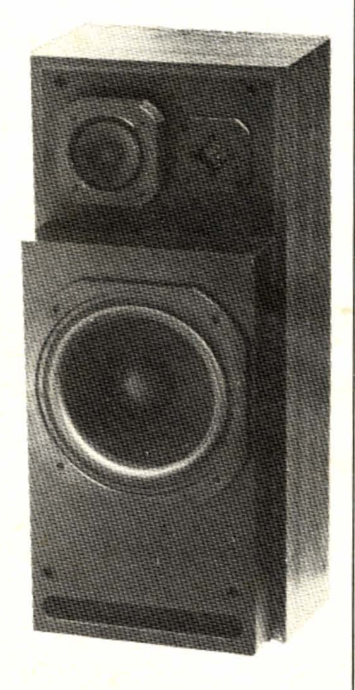
AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

Sélection de chaines HIFI







CHAINE DUAL 1460

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DUAL CV 1460,**
– un tuner **DUAL CT 1460,**
– un magnétophone à cassettes **DUAL C 826,**
– une table de lecture **DUAL CS-617Q,**
– deux enceintes acoustiques **3A A380 type II.**

L'amplificateur DUAL CV 1460 :
Puissance : 2 × 95 W/8 Ω.
Réponse en fréquence : 10 à 60 000 Hz.
Distorsion : < 0,02 %.
Rapport signal/bruit : phono : 68 dB ; aux. : 88 dB.
Diaphonie : 55 dB.
Dimensions : 440 × 110 × 357 mm.

Le tuner DUAL CT 1460 :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : mono : 0,6 μV ; stéréo : 20 μV.
Sélectivité : 80 dB.
Rapport signal/bruit : 65 dB.
Dimensions : 440 × 66 × 265.

Le magnétophone à cassettes DUAL C 826 :
Ce magnétophone accepte quatre types de bande.
Vitesse : 4,75 cm/s.
Pleurage et scintillement : 0,04 % (WRMS).
Bande passante : 20 à 16 000 Hz (bande Fe) ; 20 à 19 000 Hz (bande métal).
Rapport signal/bruit : bande Fe : 64 dB (Dolby B) ; 71 dB (Dolby C). Bande métal : 67 dB (Dolby B) ; 74 dB (Dolby C).
Temps de rebobinage d'une cassette C 60 : 100 s.
Dimensions : 440 × 112 × 265 mm.

La table de lecture DUAL CS 617Q :
Platine semi-automatique à entraînement direct contrôlé par quartz.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 % (WRMS).
Rapport signal/bruit : 52 dB (pondéré : 78 dB).
Dimension du plateau : 304 mm ∅
Bras de lecture ULM.
Dimensions : 440 × 137 × 390 mm.

L'enceinte acoustique 3A-A 380 type II :
Puissance : 80 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 30 à 25 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,9 %.
Sensibilité : 91 dB.
Enceinte à 3 voies.
Dimensions : 310 × 700 × 310 mm.

CHAINE DUAL 1260

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DUAL CV 1260,**
– un tuner **DUAL CT1260,**
– un magnétophone à cassettes **DUAL C 826,**
– une table de lecture **DUAL CS 607,**
– deux enceintes acoustiques **3A A360 DIGITALE.**

L'amplificateur DUAL CV 1260 :
Puissance : 2 × 60 W/ 8 Ω.
Réponse en fréquences : 10 à 45 000 Hz.
Distorsion : <0,03 %.
Rapport signal/bruit : phono : 64 dB ; aux. : 82 dB.
Diaphonie : 50 dB.
Dimensions : 440 × 97 × 265 mm.

Le tuner DUAL CT 1260 :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 0,8 μV (mono) - 25 μV (stéréo).
Sélectivité : 80 dB.
Rapport signal/bruit : 62 dB.
Dimensions : 440 × 66 × 265 mm.

Le magnétophone à cassettes DUAL C 826 :
Voir chaîne DUAL 1460.

La table de lecture DUAL CS 607 :
Platine semi-automatique à entraînement direct contrôlé électroniquement.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,03 (WRMS).
Rapport signal/bruit : 50 dB (non pondéré) ; 75 dB (pondéré).
Diamètre du plateau : 304 mm.
Bras de lecture ULM.
Dimensions : 440 × 137 × 390 mm.

L'enceinte acoustique 3A - A360 DIGITALE :
Puissance : 60 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 35 à 25 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,8 %.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.
Type : bass reflex.
Nombre de voies : 3.

Petit montage pour la radiocommande

UN RECEPTEUR A SUPER_REACTION 27 MHz

LA superréaction fit les beaux jours de la radiocommande des années 1950 à 1960. Les composants n'étaient pas encore assez miniaturisés pour permettre la réalisation des superhétérodynes que l'on connaît aujourd'hui. La superréaction, par sa simplicité, convenait parfaitement aux modèles réduits, malgré une largeur de bande inconcevable aujourd'hui et qui ne permet l'évolution que d'un modèle à la fois. Tout a changé, mais la superréaction conserve un attrait, celui de la simplicité.

Le récepteur décrit ici, associé à l'émetteur de faible puissance décrit auparavant, autorise une commande à plus de 30 m, distance appropriée à l'évolution de petits modèles terrestres ou navals.

Vous pourrez aussi l'employer à la réception de la B.P. (ex C.B.) ou en changeant les circuits accordés à l'écoute d'une autre bande de fréquence.

Le schéma de principe est donné figure 1. Le premier étage est le détecteur à superréaction proprement dit, il reçoit un signal R.F. d'une antenne d'une cinquantaine de centimètres avec laquelle on fera l'accord. Cette antenne a l'inconvénient de rayonner une énergie née de l'oscillation du transistor T_1.

T_1 est monté en oscillateur, le condensateur de découplage C_4, associé à R_2, nuit à l'oscillation et donne un découplage à fréquence ultrasonore de l'oscillation par relaxation. Le transistor T_1 travaille à la limite de l'oscillation, tantôt il oscille, tantôt non ; il offre un gain très important. L'oscillation R.F. est entretenue par C_3 et la base de T_1, découplée par C_5, confère au montage une structure en base commune.

Le signal audio sort sur R_2, est filtré par R_3 et C_6, arrive sur la base de T_2 pour un nouveau découplage, est amplifié ; ensuite, il passe dans T_3 qui opère une nouvelle sélection. C_9 limite les fréquences trop basses, C_{10} les fréquences aiguës. Le message A.F., disponible sur le collecteur de T_3, peut attaquer des étages sélectifs ou, pour une écoute, un ampli à large bande.

Réalisation

Le schéma du circuit imprimé vous est communiqué sur la figure 2 ; on appréciera sa simplicité. Pour l'implantation des composants, vous vous reporterez à la figure 3. Les composants espacés sur cette im-

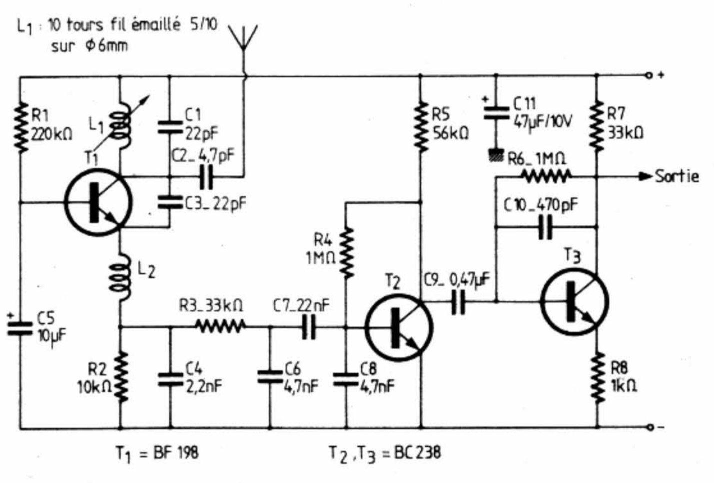


Fig. 1. – Schéma de principe du récepteur à superréaction.

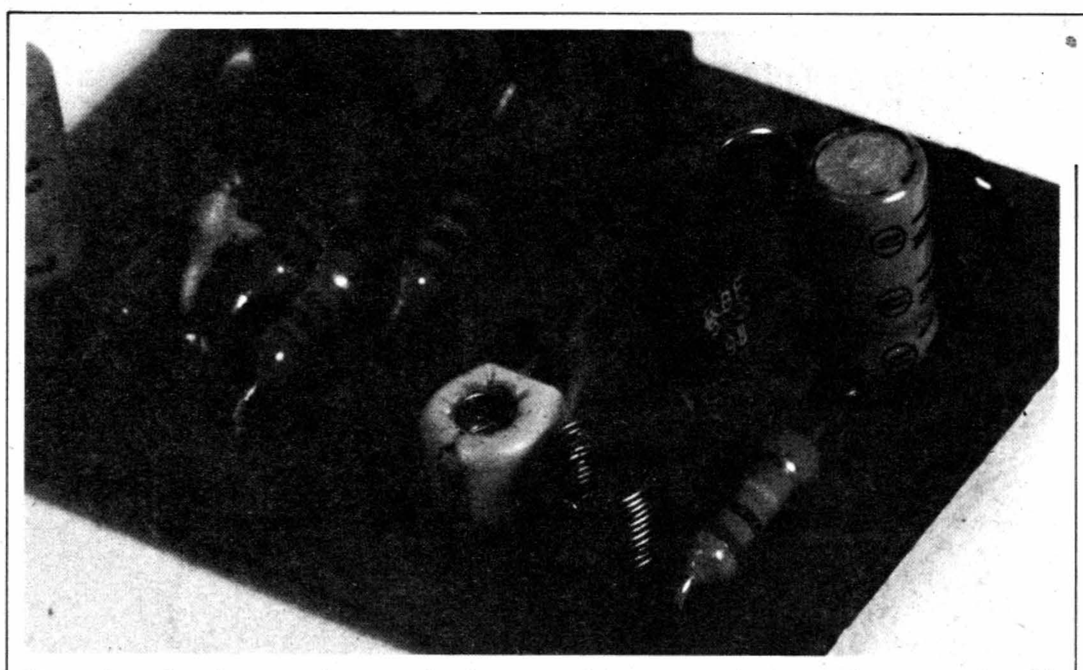


Photo A. – Le récepteur à superréaction avec, ici, un accord par condensateur ajustable Murata.

plantation pourront se resserrer, si vous désirez un récepteur plus petit. L'accord a lieu par une inductance ajustable ; une autre solution consiste à prendre une bobine fixe et un condensateur ajustable placé en parallèle sur un condensateur fixe. Les transistors sont classiques, on veillera à respecter l'implantation et l'on ne s'étonnera pas de constater une différence de brochage entre les BC 238 et le BF 198.

L'inductance de 100 μH, que l'on peut se procurer sous forme d'une résistance, peut se remplacer par une résistance de 100 kΩ 1/4 W autour de laquelle on aura bobiné de 50 à 100 tours de fil de cuivre de 0,2 mm ou 0,15 mm de diamètre.

Ce composant est le plus critique du montage. Une absence de fonctionnement de cet étage peut venir de cette inductance.

La mise au point se limite à une constatation des oscillations et à un accord du récepteur. Un ampli audio, branché en sortie, doit faire entendre un souffle (bruit de cascade) dès le branchement du récepteur. En cas d'absence de souffle, on remontera la chaîne pour découvrir l'endroit de son interruption. Le collecteur des transistors sera polarisé entre le plus et le moins de l'alimentation ; pour T_1, c'est l'émetteur qui le sera (son collecteur est, pour le continu, au pôle positif).

L'accord sur la fréquence de l'émetteur peut s'effectuer de la façon suivante : on réalise une boucle de quelques spires de fil de cuivre, dont on raccorde les extrémités aux broches d'un quartz. On approche la bobine de L_1 jusqu'à constater la coupure du souffle. Le noyau se règle alors de sorte que la coupure de souffle ait lieu à la plus grande distance possible.

Ce réglage a lieu avec l'antenne en place ; étant réactive, elle joue sur l'accord.

Il ne vous reste plus qu'à écouter ce qui sort du récepteur ou à placer des modules sélectifs...

Conclusion

La superréaction permet toujours de s'amuser, malgré ses défauts que contrebalance une étonnante simplicité. Pas de perçages délicats pour transfos FI fragiles, juste des composants simples, classiques, que vous trouverez même peut-être dans vos fonds de tiroirs... Cette simplicité s'accompagne d'une sensibilité qui vous étonnera peut-être, mais ne lui demandez tout de même pas l'impossible, un seul émetteur sur la bande 27 MHz peut le perturber ; pas question de travailler à plusieurs dans la même bande... Dire qu'on faisait voler des avions avec ce type de récepteur, lorsque les ondes n'étaient presque pas polluées...

Liste des composants

Résistances :
R_1 : 220 kΩ
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 33 kΩ
R_4, R_6 : 1 MΩ
R_5 : 56 kΩ
R_7 : 33 kΩ
R_8 : 1 kΩ

Condensateurs céramiques :
C_1, C_3 : 22 pF
C_2 : 4,7 pF
C_4 : 2,2 nF
C_{10} : 470 pF

Condensateurs chimiques :
C_5 : 10 μF
C_{11} : 47 μF/10 V
C_6, C_8 : condensateur céramique ou plastique 4,7 nF
C_7 : condensateur plastique 22 nF
C_9 : condensateur céramique, plastique ou tantale 0,47 μF

Transistors :
T_1 : BF 198
T_2, T_3 : BC 238 B ou C
L_1 : 10 tours fil émaillé 0,4 à 0,5 mm sur mandrin à noyau de 6 mm, spires jointives
L_2 : inductance 100 μH, Siemens B 78108 S 1104.

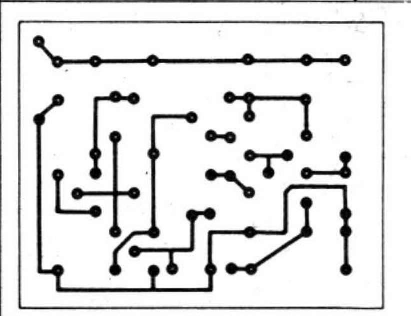


Fig. 2. – Le circuit imprimé.

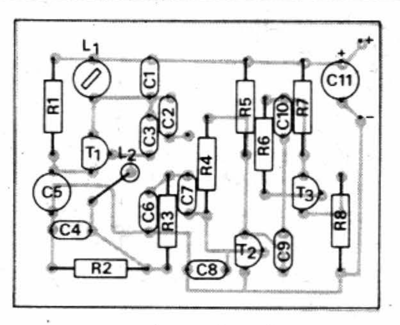
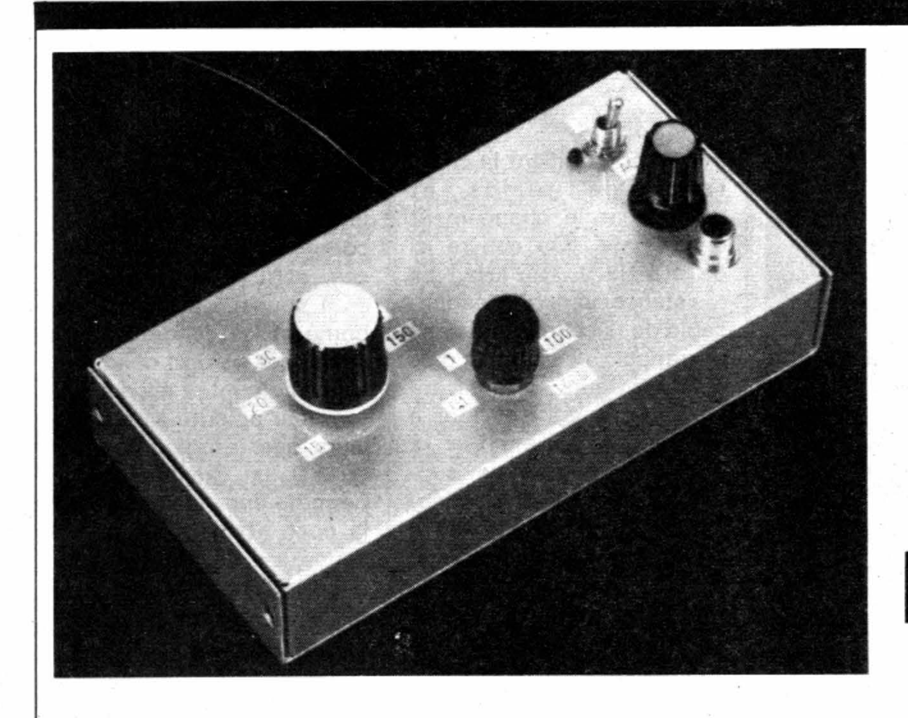


Fig. 3. – Implantation des composants.

E
B BC238
C

B
E BF198
C

Fig. 4. – Brochage des transistors.



Réalisez un générateur de signaux carrés à fronts raides

DANS un laboratoire audio, le générateur AF (audio fréquence) constitue un appareil quasi indispensable. Vous pouvez acheter des générateurs très compliqués, ultra-précis, vous donnant toutes les formes de signaux possibles. C'est cher. Il y a une autre solution, que nous avons personnellement adoptée. Elle consiste à s'équiper de plusieurs générateurs simples et petits, chacun spécialisé dans un domaine particulier : l'un pour la mesure de distorsion, l'autre dont le niveau de sortie reste stable et enfin un générateur de signaux carrés aux fronts très raides, proposé ci-dessous. Nous avons mesuré, sur un scope de 10 MHz de bande passante, un temps de montée de 50 ns. Nous avons intégré ce générateur à la série des petits montages décrits dans la revue ; vous n'aurez pas droit aux plans détaillés de la mécanique, au demeurant fort simple.

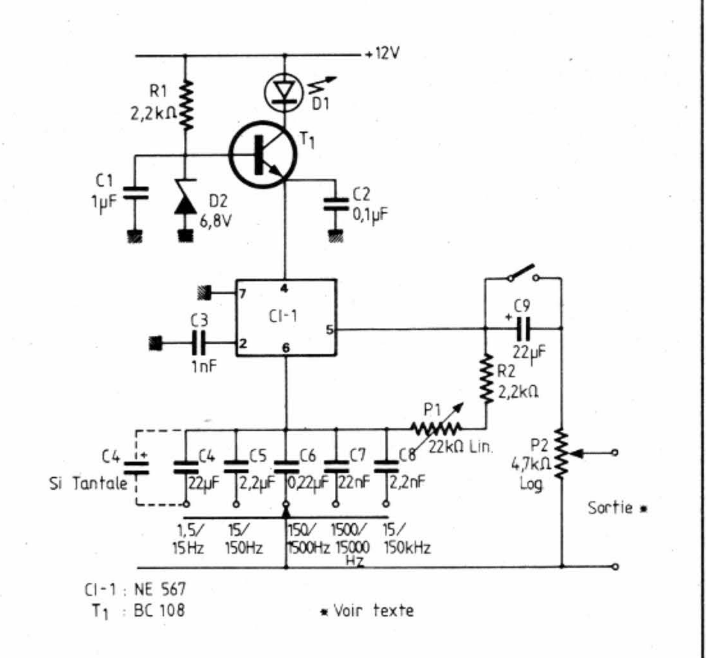


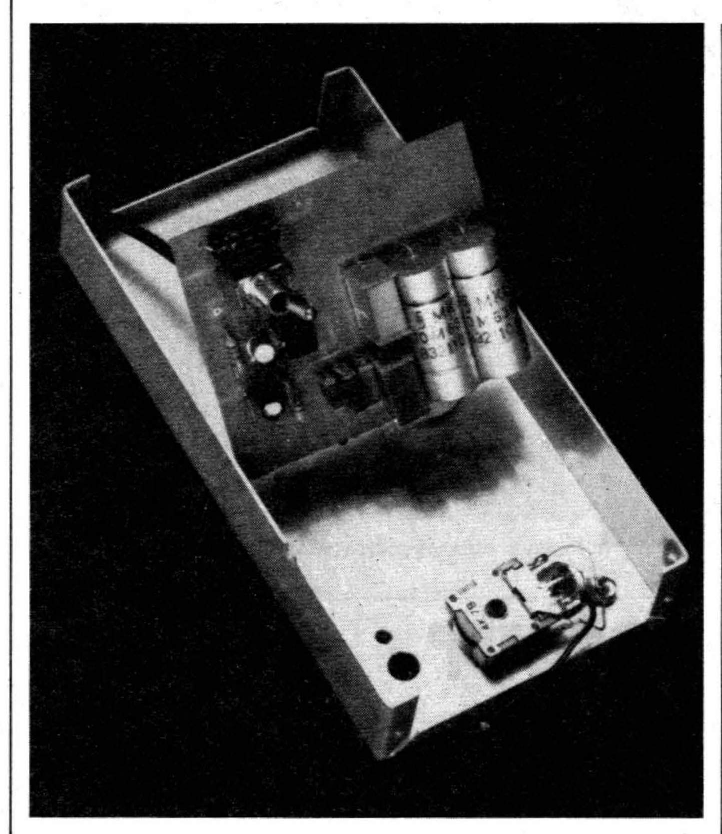
Fig. 1

Schéma de principe

Reportez-vous à la figure 1 pour découvrir le schéma de ce générateur. Il est construit autour d'un circuit décodeur de tonalité PLL NE 567 que l'on utilise en oscillateur. Il comporte un générateur de fonction à oscillateur RC ; c'est cet oscillateur qui nous délivrera des signaux carrés. Normalement, le 567 reçoit une tension alternative et, lorsque sa fréquence est très proche de celle de l'oscillateur interne, il commute une sortie.

L'oscillateur interne dispose d'un circuit de sortie Totem Pole dont le temps de montée est pratiquement identique à celui de sortie ; les transistors sont des NPN.

Le montage s'alimente à partir d'une tension de 12 V ; comme le circuit ne supporte pas ces 12 V (tension maximale admissible 10 V), nous l'avons fait précéder d'un régulateur à diode Zener. Un condensateur de filtrage élimine une éventuelle alternative rési-



Montage dans le coffret.

duelle. Le condensateur C_2 abaisse l'impédance interne pour les fréquences hautes et les transitoires. La diode D_1 joue le rôle de voyant et, en même temps, réduit la dissipation dans le transistor ballast.

L'oscillateur bénéficie d'une structure fort simple. Une batterie de condensateurs associés à un commutateur modifient la constante de temps et permettent le changement de gamme. (On couvre ici de 1,5 Hz à 150 kHz.) La résistance variable responsable de l'accord varie dans un rapport de 1 à 10. Les condensateurs progressent par décade, nous partons à 22 μF pour arriver à 2,2 nF. Une gamme supplémentaire, avec condensateur de 220 pF, reste possible mais la linéarité de la variation de fréquence reste problématique. La sortie utilise ou non un condensateur de liaison ; ce dernier n'offrira pas de reproduction parfaite aux fréquences basses. On pourra éventuellement augmenter sa valeur. La fréquence est donnée par la formule :

$$f \simeq \frac{1,1}{(P_1 + R_2)\,(C_{(4,5,6,7,8)})}$$

Le potentiomètre logarithmique modifiera le niveau de sortie.

Réalisation

La figure 2 donne le schéma du circuit imprimé et la figure 3, l'implantation des composants. Le montage ne présente pas de difficulté particulière. Les composants, assez espacés, sont faciles à monter et à souder ; le circuit imprimé et les condensateurs chimiques seront, obligatoirement, montés en respectant leur polarité ainsi d'ailleurs que les diodes. Pour la LED, un examen interne permet une identification, la puce étant posée sur la connexion de la cathode et l'anode étant reliée à la partie supérieure de la puce par un petit fil.

Les condensateurs seront des modèles à diélectrique plastique. C_4 est constitué à partir de plusieurs condensateurs montés en parallèle (deux de 10 μF et un de 2,2 μF) ; un condensateur au tantale conviendra également. La tolérance classique de 20 % sur sa valeur ne permettra peut-être pas de retrouver la valeur de la fréquence sur le cadran, cette formule est toutefois moins onéreuse que l'achat d'un condensateur plastique de 10 μF. Le circuit imprimé se monte dans un boîtier

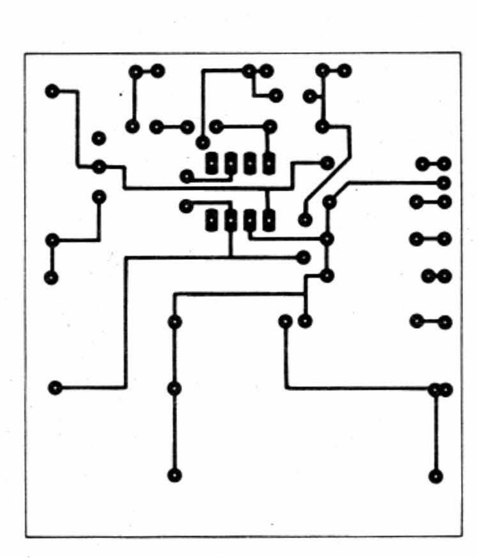


Fig. 2

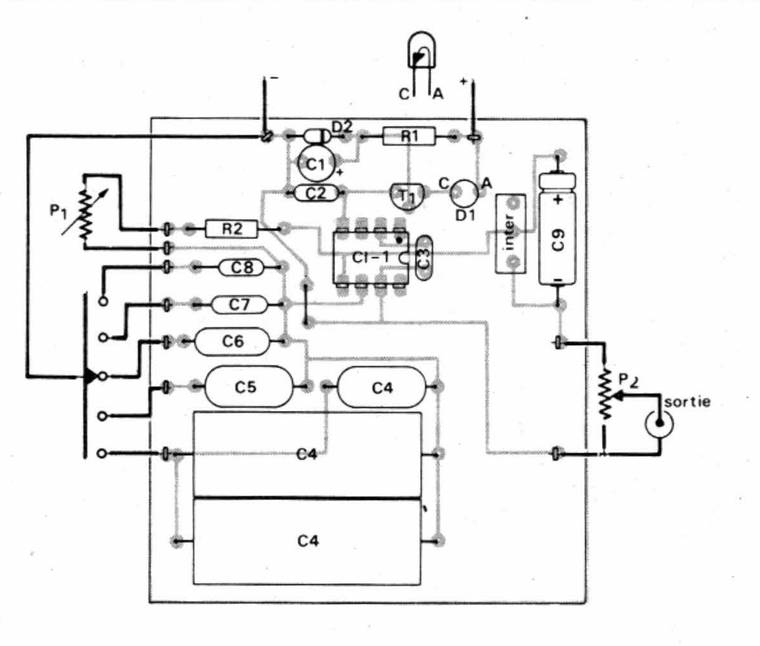


Fig. 3

qui permet d'inscrire les gammes en façade et de placer les divers organes de commande. On pourra éventuellement prévoir une sortie pour fréquencemètre avec résistance série de 4700 Ω pour éviter d'apporter des capacités parasites au montage.

L'étalonnage se fera à partir d'un autre générateur ou de figures de lissajous obtenues sur un oscilloscope, à moins que vous ne disposiez d'un fréquencemètre. Ne vous attendez pas à retrouver exactement la fréquence indiquée lors de la commutation d'une gamme à l'autre, à moins que vous ne disposiez de condensateurs de précision. Le cadran vous donnera seulement une indication. Mais avez-vous vraiment besoin d'une précision rigoureuse ? Les puristes s'étonneront certainement de trouver un potentiomètre de 4 700 Ω, en sortie, à la place d'un atténuateur plus élaboré. En déplaçant le curseur du potentiomètre, l'impédance de sortie du montage augmentera et les capacités parasites dues à un éventuel câble de liaison joueront sur la raideur des fronts. La petite taille du montage permet de le placer très près de l'appareil à essayer, par exemple un ampli audio, si bien que, le câble étant très court, sa capacité parasite sera limitée.

Il s'agit ici d'avoir une source de signaux carrés simple et non un générateur ultra-sophistiqué. Si vous en avez envie, personne ne vous empêchera de faire suivre ce montage d'un étage de sortie rapide et à basse impédance...

Conclusions

Nous voulions des fronts raides, nous les avons eus. Le montage, fort simple trouvera sa place dans tout labo d'amateur, ou même de professionnel. Nous couvrons avec ce générateur une gamme de fréquences étendue, la tension continue de sortie peut être éliminée, bref, il vous rendra de nombreux services, comme il nous en rend.

Liste des composants

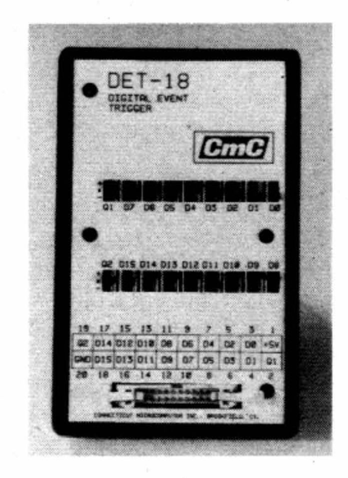
R_1, R_2 : résistance 2 200 Ω 1/4 W, 5 % à couche
C_1 : condensateur plastique 1 µF, 100 V Plastipuce Siemens MKH
C_2 : condensateur plastique ou céramique, 0,1 µF
C_3 : condensateur céramique 1 nF
C_4 : condensateur 22 µF (10 + 10 + 2,2 µF) plastique ou 22 µF tantale
C_5 : condensateur plastique 2,2 µF, plastique Siemens MKH
C_6 : condensateur plastique 0,22 µF, plastique Siemens MKH
C_7 : condensateur plastique 22 nF, plastique Siemens MKH
C_8 : condensateur plastique 2,2 nF, plastique Siemens MKH
C_9 : condensateur chimique 22 µF
D_1 : diode Zener BZX 55 C 6V8 ITT
D_2 : diode électroluminescente
T_1 : transistor BC 108, 238, NPN silicium usage général
CI_1 : circuit intégré NE 567, LM 567, XR 567, Signetics, NS, Exar
P_1 : potentiomètre linéaire 22 kΩ
P_2 : potentiomètre logarithmique 4,7 kΩ
Commutateur 1 circuit, 5 positions
Interrupteur pour circuit imprimé, 1 circuit, 2 positions
Prise de sortie.

Bloc-notes

LE GENERATEUR DE SIGNAL DE DECLENCHEMENT DET-18

Importé et distribué par Gradco France, le générateur de signal de déclenchement DET-18 de Connecticut Microcomputer présente 18 voies d'acquisition de données numériques et génère un signal de déclenchement utilisable en liaison avec un appareil de mesure : oscilloscope, compteur, microprocesseur, ou tout autre système requérant un top de déclenchement.

L'impulsion de déclenchement, définie par une combinaison de 2 à 18 signaux, appliqués sur les entrées du DET-18, et possédant chacun un sélecteur à trois positions – haut, bas, neutre – est délivrée sur la sortie BNC de l'instrument.



Les signaux entrés sur le DET-18 peuvent être une combinaison de lignes de données, d'adresses, de porte, d'écriture/lecture, d'horloge, etc. La synchronisation est assurée par l'une des voies utilisées comme signal d'horloge.

Chaque entrée repose sur une bascule de Schmitt de niveau LSTTL pour une plus grande immunité au bruit et une haute impédance.

L'alimentation (5 V, à 50 mA) du DET-18 est prélevée directement sur le circuit en cours d'examen, favorisant ainsi l'utilisation en maintenance sur le site.

D'encombrement réduit – 31 × 89 × 140 mm – le DET-18 ne pèse que 280 g.

PHILIPS LE V2000 et LE VHS

Pour mettre fin aux interprétations erronées qui se sont fait jour, Philips tient à préciser qu'aucune décision n'a encore été prise sur le point de savoir si des magnétoscopes de technique VHS seront fabriqués par elle pour les marchés en dehors de l'Europe.

Il ne s'agit donc, en l'état actuel des choses, que d'un simple projet à l'étude concernant l'approvisionnement de marchés extra-européens.

Philips estime que le système V 2000 est de loin le meilleur actuellement, et elle déclare qu'elle en continuera la fabrication et, bien entendu, que sa commercialisation sera poursuivie en France.

LE VIDCOM 83



sion de la date sur une image. Prise écouteur.
Consommation : 6,9 W – Poids : 2,2 kg.
Cet appareil n'existe pas en SECAM, il enregistre en PAL ; mais un convertisseur PAL-SECAM, intégré au bloc alimentation/chargeur de batterie, permet la vision aux normes françaises.
Dans un prochain numéro du « Haut-Parleur », les techniques utilisées dans ce nouvel appareil seront plus longuement développées.
Autres nouveautés : trois magnétoscopes de salon compacts :
Le VR 2334 : cet appareil fait partie de la nouvelle génération de magnétoscopes V2000 dont la principale caractéristique est d'être beaucoup plus compacte que les précédentes. Ses dimensions sont en effet : 438 × 274 × 117 mm. Ce modèle peut être télécommandé par infrarouges et ses fonctions contrôlées par microprocesseur, ce qui évite toute erreur de manipulation.
Le VR 2340 possède la même esthétique et les mêmes caractéristiques que le modèle précédent, mais c'est un appareil multistandard PAL/SECAM automatique. Il permet d'enregistrer les standards SECAM L et L PAL ou SECAM B ou G et PAL I. Pour les standards B et G, l'enregistrement et la lecture du son s'effectuent en stéréo.
Le modèle VR 2324 est aussi un magnétoscope de salon compact. Moins sophistiqué que les précédents, il est d'un prix plus abordable.
La caméra VK 4022, équipée d'un tube Newcosvicon, est une caméra haute définition ; sa sensibilité est de 10 Lux minimum ; elle est équipée d'une balance automatique de blancs et de filtres commutables pour prises de vues intérieures ou extérieures.
Enfin, Philips présentait trois nouveaux téléviseurs stéréophoniques PAL/SECAM équipés du procédé « Son spatial » : les modèles 16 P3291 – 22P3293 et 26P3295.

GRUNDIG

Gründig présentait trois nouveaux magnétoscopes dont le vidéo 2 × 4 mono 2000, dont nous avons publié un banc d'essai dans notre précédent numéro, le vidéo 2 × 4 mono 1600 qui est une version simplifiée du précédent, le troisième modèle étant le vidéo 2 × 4 stéréo 2 200 qui en est la version stéréophonique.
Au point de vue télévision, signalons le téléviseur Gründig « Monolith » PAL/SECAM reconnaissable à ses deux enceintes acoustiques latérales capables d'accepter une puissance efficace de 2 × 12 W, et les téléviseurs ANTIOPE Gründig disponibles en trois tailles d'écran : 47 cm, 56 cm et 66 cm ; rappelons que ces téléviseurs sont équipés d'origine d'un décodeur ANTIOPE utilisable à partir du boîtier de télécommande : ce sont les premiers téléviseurs commercialisés en France qui possèdent cette fonction.





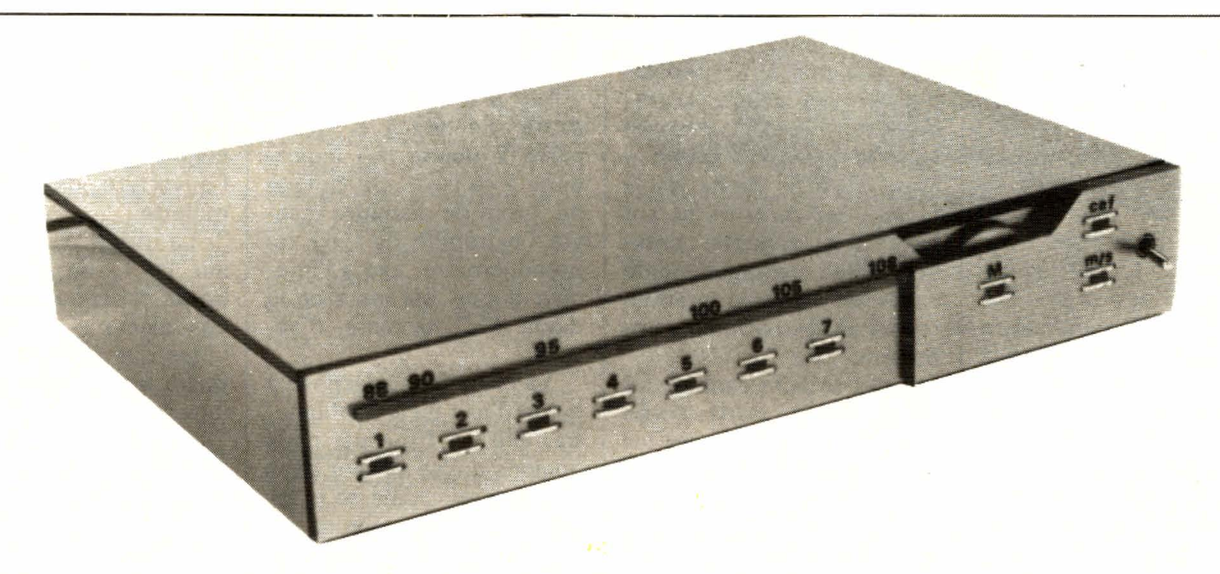
THOMSON-BRANDT

Sur les deux stands de cette société, la vedette était bien entendu le Videomovie – oubliée la révolution 8 mm prêchée l'an dernier ; un seul standard est aujourd'hui le mot d'ordre, VHS pour tous. A l'exception du VHS Hi-Fi,les nouveautés grand public étaient identiques à celles présentées par JVC.
Brandt, pour la première fois, présentait un jeu vidéo.

EN CONCLUSION

Le VIDCOM 83 a été le reflet de la morosité qui sévit actuellement, en France, dans les milieux de la vidéo, mais il suffit de regarder les résultats obtenus dans les pays voisins : Grande-Bretagne et Allemagne en particulier, pour être rassurés sur son avenir. Dès que l'industrie française sera en mesure de produire des appareils, il ne fait aucun doute que les pouvoirs publics verront d'un meilleur œil ce média. Souhaitons donc que le VIDCOM 84 préside à son redémarrage.

Réalisez votre mini chaine hifi



LE TUNER

(Suite, voir Nos 1696 et 1697)

Face avant

La face avant est réalisée en altuglas de 3 mm d'épaisseur. Nous avons choisi pour notre chaîne un altuglas métallisé et gris, c'est sobre mais, si vous êtes plus original, vous pourrez choisir une autre couleur, métallisée ou non. On trouve également de l'altuglas métallisé formant miroir, une solution originale...

Le découpage de l'altuglas demande un certain soin. Nous utilisons personnellement une scie circulaire commercialisée par Applicraft ; les scies prévues pour le bois permettent une découpe propre et sans éclat. Une scie à métaux convient également, elle demandera une découpe à une dimension légèrement supérieure à moins que vous ne soyez un champion de la scie à métaux. Faites-vous la main de préférence avant d'entreprendre le découpage. Une scie sauteuse peut également être employée, à condition de travailler très doucement.

Lorsque la pièce est découpée, elle peut être limée pour une approche finale. La finition s'effectue en deux temps : le premier à l'aide d'un abrasif (grain 600) à l'eau monté sur un bloc à poncer (baguette de bois) et, une fois que les traces d'usinage ont disparu, à l'aide de Miror sur chiffon. Attention, les matières plastiques métallisées supportent une finition sur leur tranche mais pas en surface !

Pendant la plupart des opérations d'usinage, on maintiendra les feuilles de papier de protection des surfaces en place, c'est indispensable ; le temps de se dire : « Attention, il ne faut pas faire déraper la lime ! », et c'est trop tard !

Les angles qui peuvent devenir très vifs et coupants au cours de l'usinage seront abattus au papier abrasif.

Allons-y. La figure 27 donne le plan de la face avant. Nous avons une série de touches à effleurement. Chacune est constituée de deux agrafes pour pose de tentures murales ; elles sont en acier, ne conduisent pas trop la chaleur, ce qui sera un avantage au moment de la soudure des contacts. Les T50 d'Arrow ont un espacement des branches de 10 mm. Leur longueur est de 8 mm (5/16''). La partie gauche de la façade a une épaisseur de 8 mm. La partie droite est faite de deux épaisseurs superposées, la molette d'accord des stations est placée dans l'alignement de la partie gauche de la façade. Nous avons donc une surépaisseur pour cacher le bas de la molette. Derrière cette molette se trouve une autre plaque qui permet de la maintenir.

La touche à effleurement manuel est dans l'axe de la molette et la diode placée au centre de cette touche est bicolore et sert pour l'accord. Deux fonctions, commande automatique de fréquence et commutation mono stéréo, sont placées sur la droite de la façade, à côté de l'interrupteur marche/arrêt.

Au-dessus des touches à effleurement, nous avons la ligne de diodes électroluminescentes. Cette ligne dépasse de 3 mm (l'épaisseur de la plaque de droite) de la façade, ce qui permet de la voir sous un angle très ouvert, inutile de se placer face au tuner.

Le plan de découpe de la façade est donné sur la figure 28. La longueur de la ligne de diodes est de 30 fois la largeur, on mesurera la longueur de la ligne câblée pour tenir compte d'un

écart excessif accidentel entre les diodes.

La fente aura une largeur de 2,5 mm, c'est-à-dire correspondant à l'épaisseur des diodes. La découpe se fait à la scie après avoir percé quelques trous pour démarrer. On peut également travailler à la scie circulaire ou à la fraise si on est équipé de la machine à graver les circuits imprimés. Des limes fines seront utiles pour la finition.

Au centre de chaque touche à effleurement, on découpe une ouverture rectangulaire qui recevra des diodes LED rectangulaires.

Ces ouvertures se découpent en commençant par un perçage d'une série de trous de 2 mm que l'on finira à la lime. Notez que la découpe pour ces diodes LED n'a pas besoin d'être parfaite, les deux contacts de la touche à effleurement sont là pour les cacher... Pour la partie droite de la façade, les contacts seront fixés sur la partie antérieure, les perçages de la partie arrière seront effectués à un diamètre plus important.

Les contacts centrés sur la molette sont fixés comme les autres mais les pattes sont rabattues dans des embrèvements pratiqués dans l'épaisseur de la matière plastique. Les contacts ne doivent pas dépasser à l'intérieur du logement de la molette ; cette dernière a une épaisseur de 3 mm. On pratiquera également des canaux pour le passage des fils des touches. Une épaisseur de 1 mm à 1,5 mm est suffisante. Le détail B de la pièce 2 donne des indications à ce sujet. Un lamage de 7 mm de diamètre recevra l'extrémité de l'axe du potentiomètre, axe à l'intérieur duquel est installée la diode LED bicolore d'accord.

La pièce 3 est destinée à guider l'axe du potentiomètre, elle est fixée par deux goujons qui se vissent dans la partie principale de la façade. Les trous seront taraudés à 3 mm avant le collage de la pièce 2. Lors du montage, le lamage et le trou de la pièce 3 devront être parfaitement alignés. On pourra éventuellement rectifier un mauvais alignement en agrandissant les trous de 3 mm de la pièce 3. Le haut de cette pièce viendra se plaquer contre le capot ; il ferme l'ouverture destinée à la molette.

La pièce 2 sera collée sur la 1, on alignera les bords supérieur et droit de ces pièces – ce sont les côtés que l'on voit – et on polira les chants après collage.

Ce collage peut être confié à une colle spéciale pour altuglas ou à une colle avec adhésif et activateur, colle Multibond de Loctite par exemple, très efficace ici. Si vous utilisez cette colle, vous prendrez soin d'enlever le plus rapidement possible la colle en excès débordant des pla-

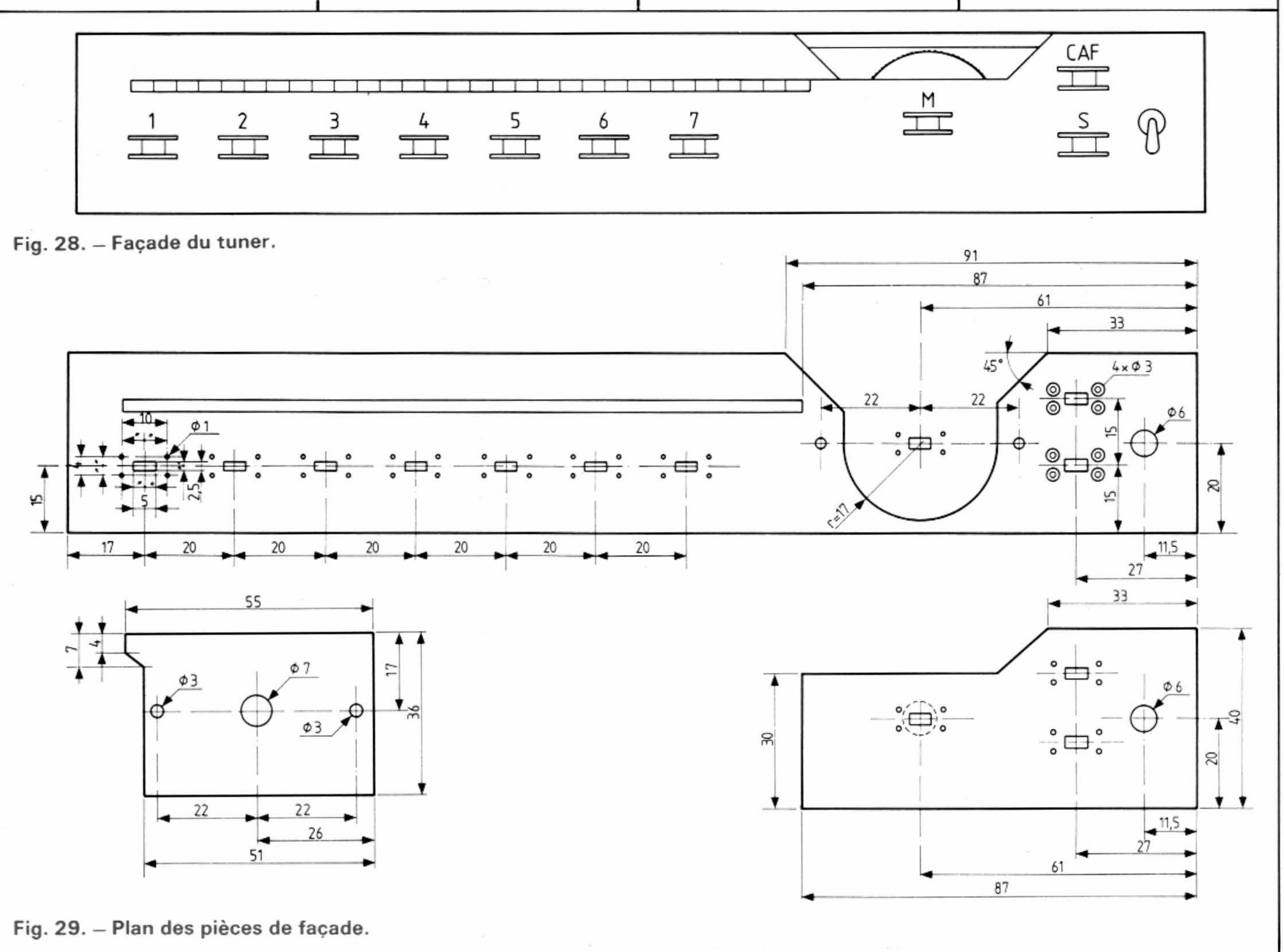


Fig. 28. – Façade du tuner.

Fig. 29. – Plan des pièces de façade.

ques, notamment au niveau du joint de la pièce 1 avec le bord gauche de 2. Ici, la colle en excès se verrait ; comme elle est brune, cela ne ferait pas très joli...

Lorsque la pièce 2 sera collée, on en poursuivra le rainurage dans la pièce 1 de façon à ce que l'on puisse faire passer un fil fin (fil émaillé), des contacts à effleurement du réglage manuel vers l'intérieur du tuner. Sans cette rainure, la pièce 3 coincerait le fil. Si vous êtes perfectionnistes, vous noierez le fil dans l'épaisseur de l'altuglas par un remplissage de colle époxyde.

On coupera des morceaux de tige filetée de 3 mm de diamètre et de 10 mm de longueur, morceaux que l'on collera après vissage dans les deux taraudages de la pièce 1.

La pièce 3 sera fixée par deux écrous. On peut également utiliser des vis ; cette solution est moins intéressante car on doit réserver un jeu entre le bout de la vis et la pièce 2, sinon on risque un décollement des pièces 1 et 2.

La figure 30 montre comment on entraîne le potentiomètre par la molette. Cette molette est identique à celle que nous avions décrite dans notre numéro 1686 pour la commande de volume du préamplificateur. On découpe une rondelle d'altuglas de 31,5 mm de diamètre. Cette rondelle est percée à 7 mm ou au-dessous et placée dans le mandrin d'une perceuse où elle est fixée par vis. On la tourne alors à la lime, ce qui donnera un disque parfaitement circulaire. Avec cette lime, on donnera le profil demandé (chanfrein sur l'arrière puis, après un polissage soigné à l'abrasif 600 puis au Miror, on commencera le moletage. Nous avons utilisé comme outil une vis à bois sur laquelle nous avons pratiqué des rainures longitudinales transformant cette vis en outil. Cette vis est montée sur un mandrin de perceuse et on la présente tangentiellement à la molette qu'elle attaque. Comme c'est une vis qui sert de fraise, l'avance du filet fait tourner la molette ; au bout de plusieurs tours, on obtient un moletage régulier. La première ne sera peut-être pas parfaite, personne ne nous empêche de recommencer jusqu'à obtention d'un bon résultat. En principe, la circonférence doit être multiple du pas de la vis choisie ; votre diamètre de 31,5 mm devra peut-être être modifié en fonction de la vis utilisée. Le trou de la molette doit être agrandi à 7 mm ; une rainure de 1,5 mm permettra de faire passer la clavette, constituée d'un petit morceau de fil de 15/10e de diamètre et de 3 mm de longueur soudé à la surface du tube.

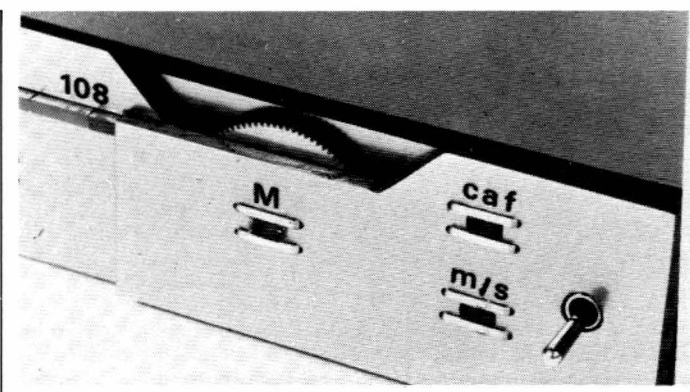


Photo J. – La molette d'accord a été usinée suivant le procédé décrit dans le texte. L'interrupteur secteur se visse directement en façade.

Montage du potentiomètre

Le potentiomètre est monté au bout du tube de 7 mm. La figure 30 donne des indications concernant ce montage. Ce tube est traversé par les fils venant de la diode bicolore. Cette diode est collée en façade, elle ne bouge pas. Ses fils doivent sortir, ils le font au niveau de la jonction entre le tube et le potentiomètre.

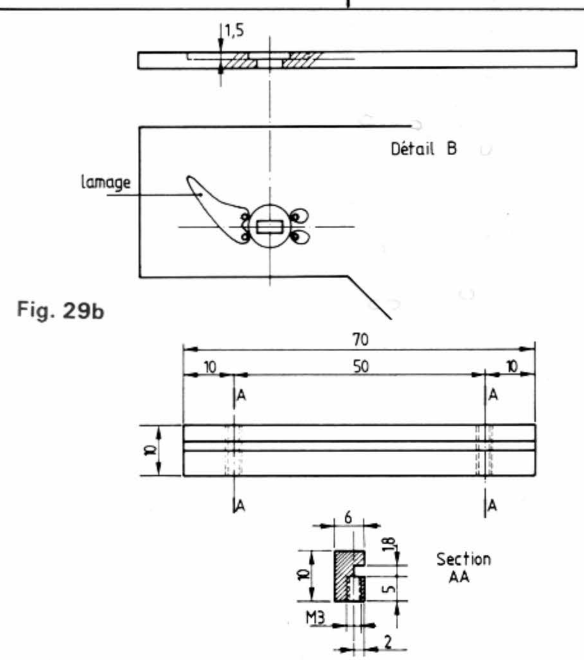


Fig. 31. – Pièce de fixation de la face avant et du module MF.

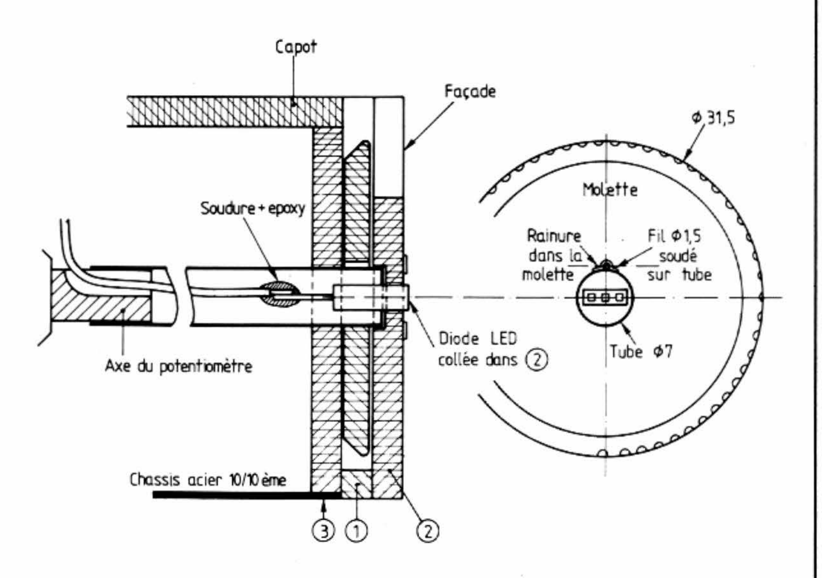


Fig. 30. – Montage de la molette d'entraînement du potentiomètre d'accord.

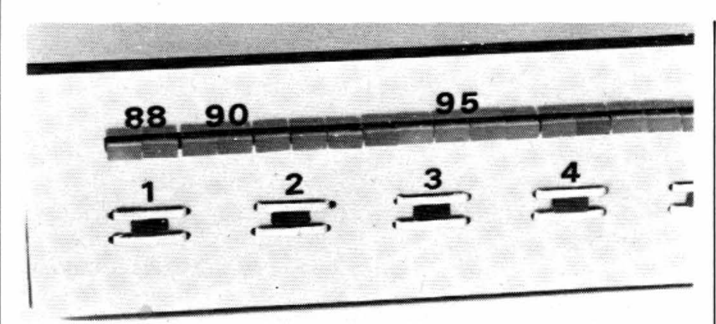


Photo K. – Détail de la face avant. Cette vue en gros plan montre l'alignement des diodes LED rectangulaires. Attention au montage si vous voulez obtenir un résultat plus régulier que le nôtre. Les agrafes des touches marquent les bords des trous rectangulaires.

Ce dernier est situé à l'intérieur du tuner, ce qui permet d'avoir une longueur de fil suffisante pour que le fil puisse se tordre sans se casser trop vite.

L'axe du potentiomètre se monte en bout de tube ; l'extrémité de ce dernier sera fendue pour lui donner une certaine élasticité. Le passage du fil se fera dans une saignée pratiquée dans la matière pastique de l'axe du potentiomètre ; cette saignée contribuera à assurer l'élasticité du raccord entre tube et axe du potentiomètre. Elle sera assez profonde pour permettre le passage des fils venant de la double diode électroluminescente.

Les fils rigides de la diode LED seront coupés assez courts pour la sortie de ces connexions ; on utilisera un fil souple multibrin, trois fils sont nécessaires. L'une de leurs extrémités sera soudée aux fils de la diode LED ; une fois la soudure effectuée, on enrobera la liaison de colle époxyde. Elle évitera une cassure au niveau de la sortie de l'isolant. Le diamètre de cette protection ne devra pas dépasser le diamëtre intérieur du tube.

La soudure de la diode LED demande certaines précautions au niveau de l'échauffement infligé au semi-conducteur.

Une soudure effectuée en une seconde environ ne demande pas de précaution particulière ; sinon, on interposera entre la diode et l'endroit où l'on soude un shunt thermique (pinces plates).

Fixation de la façade

Le mode de fixation de la façade se retrouve pour la fixation du capot sur la base. La méthode adoptée sur le tuner consiste à utiliser des blocs de matière plastique constitués de deux épaisseurs d'altuglas de 3 mm contrecollées. On peut également découper des baguettes dans une chute de 6 mm d'épaisseur. La figure 31 donne le plan d'un de ces éléments, celui qui assure le maintien de la platine MF contre la façade et fixe cette dernière. Cette baguette est rainurée par fraisage ou sciage (la machine à graver les circuits imprimés est très utile dans ce rôle). Deux taraudages à 3 mm de diamètre sont pratiqués dans l'épaisseur. Cette baguette est collée le long de la façade (colle Multibond). Le taraudage sera décentré par rapport au joint des deux plaques de 3 mm de façon à ce que la tête de vis soit le plus loin possible de la face avant, cela pour de simples raisons esthétiques. Nous aurons, sur l'autre côté de la façade, une cale non rainurée plus courte que la précédente. Ces cales sont collées de façon à ce que la plaque de tôle de la base et le bas de la façade soient au même niveau, comme on le voit d'ailleurs sur la figure 30.

Bien entendu, en usinant les cales, on s'arrangera pour respecter la perpendicularité de deux faces contigües, ce qui permettra de fixer correctement la façade.

Un petit morceau de glissière servira à fixer le circuit indicateur de niveau.

Face arrière

La face arrière est construite comme celle des autres éléments de la chaîne. Ici, le module MF occupe pratiquement toute la profondeur du boîtier. La face arrière arrivera donc pratiquement à l'aplomb de l'arrière de la plaque de base.

Nous avons prévu un renfoncement d'une partie de la façade, à gauche du module MF. Ce renfoncement sert à placer les prises dont les fils ne dépasseront pas trop ; en outre, il raidit la face qui n'a alors besoin que d'une fixation sur la plaque.

Cette face (fig. 32), est réalisée dans une bande de tôle d'AG3 de 10/10e ; on évitera le duralumin (AU4G) qui demande un traitement thermique avant le pliage.

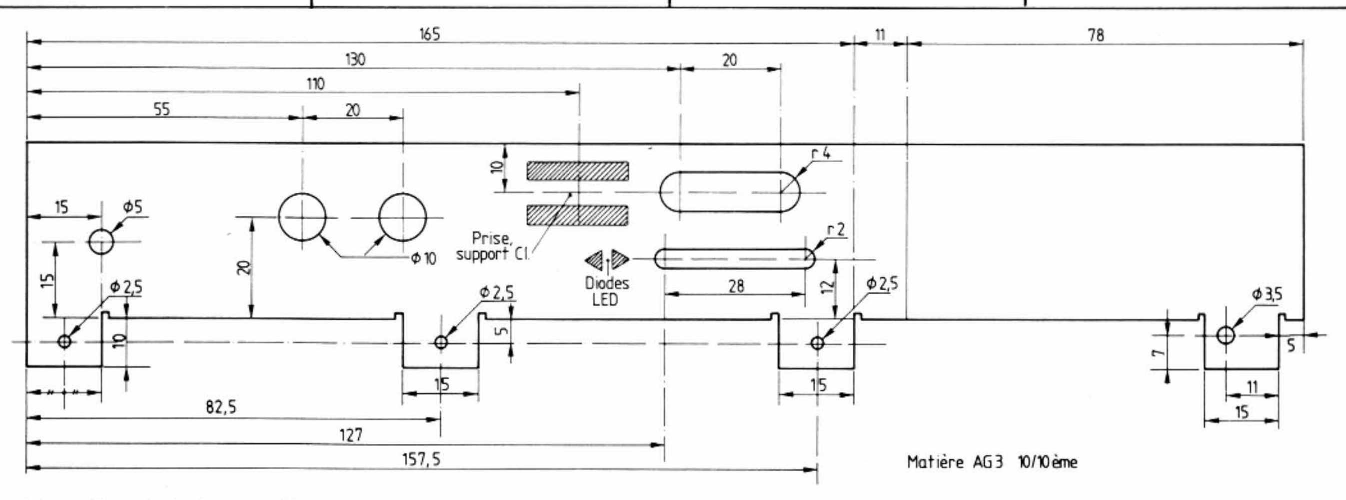


Fig. 32. – Plan de la face arrière.

Les pliages verticaux sont facilités en pratiquant des rainures à l'intérieur des plis, rainures usinées à partir d'un minidisque à tronçonner.

Les pattes se plient en les maintenant dans un étau, la base de la face étant au niveau du haut des mors. Les traits de scie pratiqués de part et d'autre des pattes facilitent le pliage.

Une fois la patte pliée, la base de la face arrière arrive au niveau de la tôle.

Les découpes sont réalisées par perçage et usinage à la lime ou à la minifraiseuse. Le perçage des trous de 18 ou 8 mm nécessaires ici a été effectué en utilisant des mèches à bois hélicoïdales à trois pointes. Ces mèches sont très efficaces dans l'alliage d'aluminium, comme d'ailleurs dans l'altuglas.

Des ouvertures triangulaires ont été pratiquées pour les diodes d'accord des stations préréglées ; ces ouvertures se découpent à la lime en veillant à ne pas aller trop vite de façon à ce que les diodes s'encastrent sans trop de jeu.

Si vous ne voulez pas vous compliquer l'existence, des diodes circulaires demanderont un moindre effort. Un support de circuit intégré sera utilisé pour la liaison avec le système de télécommande infrarouge. 14 contacts suffiront. Cette technique de raccordement est simple et économique. La découpe dépendra du support de circuit intégré utilisé.

L'entrée RF s'effectue sur des vis ; nous avons installé une plaque de verre époxy cuivré et divisé par deux bandes isolantes en trois sections conductrices. Sur chacune d'entre elles, nous avons soudé un écrou de 3 mm. Le cuivre recevra les terminaisons de deux câbles de 75 Ω. La borne centrale, c'est la masse, entre les deux extrémités, l'antenne verra une impédance de 300 Ω.

Nous avons placé devant l'ouverture une pièce d'altuglas percée de trois trous de 3,2 mm ; elle bouche l'ouverture dans le métal et facilite l'installation des fils de l'antenne. On peut également installer une prise coaxiale ou une prise DIN pour antenne 300 Ω ; les vis sont une solution simple et économique, de plus, elles ne prennent pas beaucoup de place.

La face arrière sera fixée par des vis autotaraudeuses, du côté du module MF, par l'une des vis de fixation de ce module.

Fixations diverses

Les modules ont été prévus sans trous de fixation, on ne pourra donc pas les fixer à l'aide de vis et

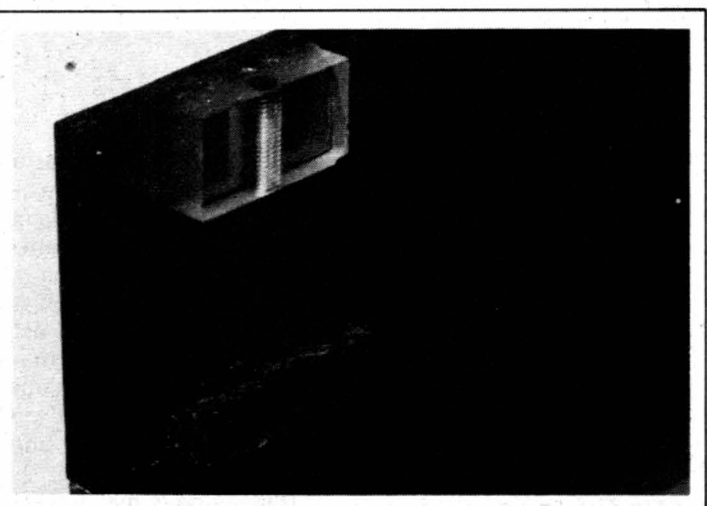


Photo L. – Détail de la conception du capot. En haut, nous avons une cale taraudée, collée sur la face latérale. La cale du bas réunit le dessus et le côté du capot.

d'entretoises, vieille méthode qui a fait ses preuves. Nous avons préféré une solution permettant un démontage rapide des modules. L'enlèvement d'une vis suffit dans la majorité des cas.

D'un côté, le circuit est maintenu dans une rainure identique à celle de la pièce de fixation du module MF contre la face avant (fig. 31). On réalisera des pièces d'altuglas avec rainure mais d'une longueur d'un ou deux centimètres.

Ces pièces seront soit collées sur la plaque métallique de base (colle Multibond) ou vissées ce qui demandera un taraudage plus un perçage de la plaque de base.

Le circuit étant maintenu de ce côté, il suffira d'une cale identique à celle de la figure 33. Cette cale est collée sur la plaque de base et la tête d'une vis de 3 mm viendra bloquer le circuit imprimé.

Pour le potentiomètre, nous avons réalisé un support identique à celui de la figure 34. Il est constitué de deux plaques contrecollées ; un taraudage, pris sur les deux plaques à la fois, est pratiqué. Pour le perçage et le taraudage, on maintiendra la pièce fermement dans un étau afin d'éviter de décoller les deux plaques. En cas de décollement accidentel, on peut les recoller en plaçant une vis qui alignera les deux parties. Cette vis sera enlevée avant la prise totale de la colle. Le trou de 10 mm de diamètre se fait au foret à trois pointes ; on tournera assez lentement.

L'afficheur (fig. 35) sera maintenu en place par des cales collées à l'intérieur de la façade. Ces cales arrivent à 3 mm du haut de la façade et servent de butée au capot ; des taraudages prennent les filets d'une vis de nylon dont la tête retiendra les diodes LED. Des

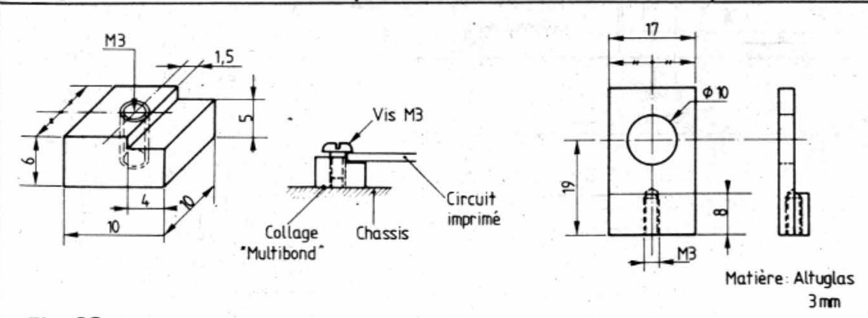


Fig. 33

Fig. 34. – Plan de la pièce de fixation du potentiomètre.

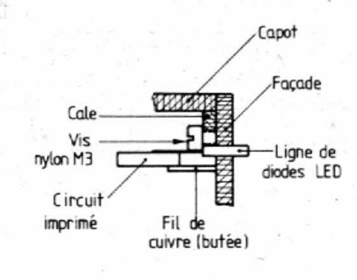


Fig. 35. – Principe de fixation de l'afficheur de l'aiguille lumineuse.

fils de cuivre de 0,8 à 1 mm de diamètre serviront de butée dans l'autre sens ; ils seront soudés à la partie inférieure du circuit. Ils ne jouent aucun rôle électrique. La figure 35 donne le principe de cet assemblage.

Installation des modules et câblage

La face avant est fixée par ses cales dont celle rainurée. Ces cales sont collées contre la façade à l'aide d'une colle cyanoacrylate ou d'une colle deux composants, type Multibond. Cela fait, on perce la plaque de base pour le passage des vis. Le trou est percé à 3,5 mm de diamètre et éventuellement rectifié à la queue de rat de 3 mm pour rattraper une erreur de perçage.

Des vis de 3 mm traversant la base se vissent dans les taraudages des cales.

On monte ensuite la face arrière, la partie correspondant à la tête RF arrivera à l'aplomb de l'arrière de la plaque de tôle d'acier. Les trous de fixation de cette face sont marqués au crayon avant perçage, ce qui compensera automatiquement les tolérances de pliage de la pièce. On a intérêt à marquer profondément le centre des trous au pointeau pour que le foret se centre bien et qu'il ne dérape pas.

Les trous seront, bien entendu, ébavurés.

On montera les modules en fonction du perçage de la face arrière, pour le module de sélection des stations, et de la disposition que nous donnons figure 36. Cette implantation n'est pas cotée, nous vous laissons toute liberté. Le circuit imprimé de l'indicateur de niveau RF est placé contre la face avant ; le module de commutation se trouve sur la droite du potentiomètre (en regardant le châssis par devant) ; le module des filtres audio se

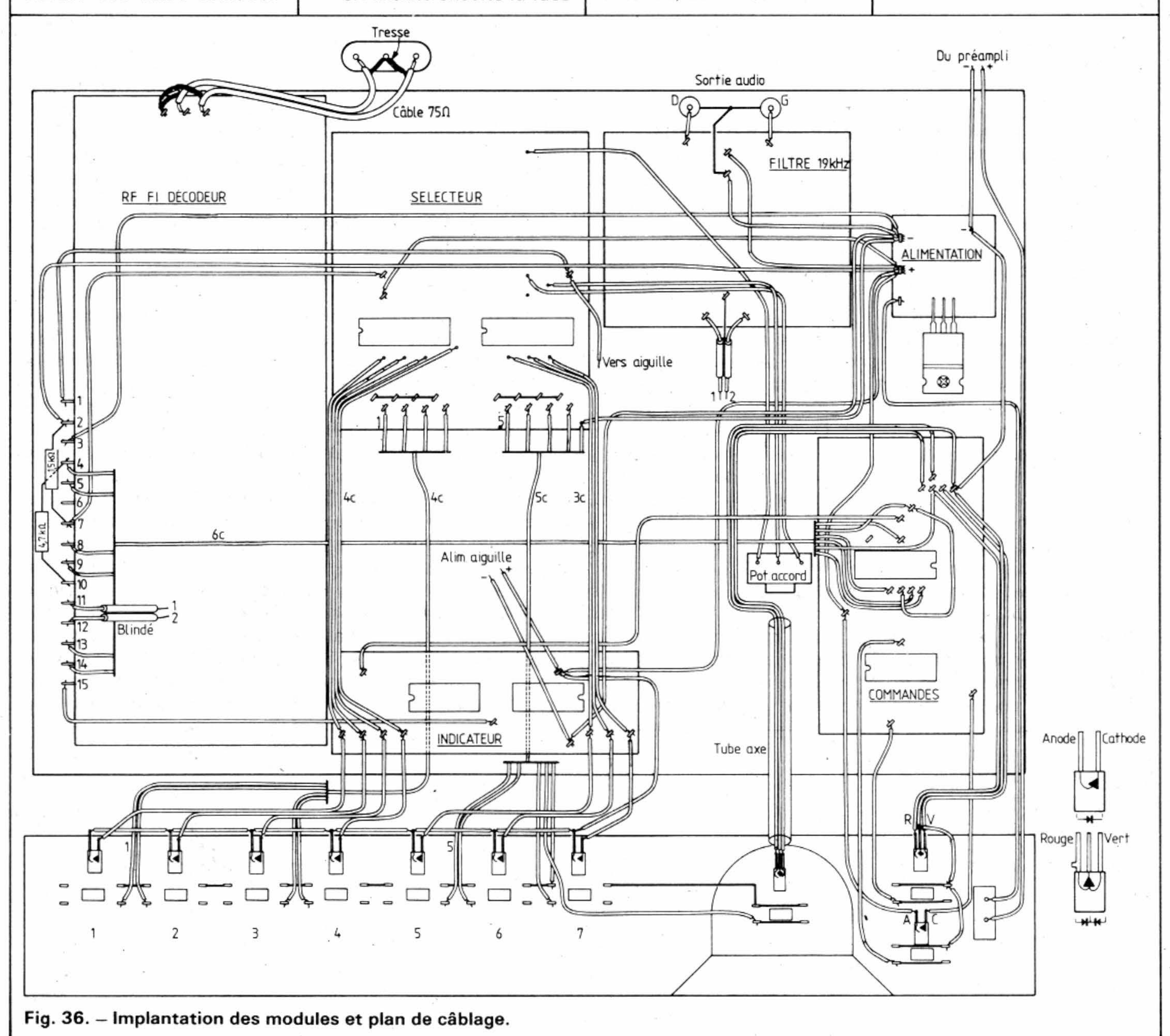


Fig. 36. – Implantation des modules et plan de câblage.

place au niveau des prises ; celui de l'aiguille lumineuse arrive à se caser entre l'indicateur RF et le module de sélection des stations.

Le potentiomètre est monté au bout de son tube, sa diode est collée en place avec une colle époxyde (colle rapide si on est pressé) ; les fils sont soudés et maintenus à l'époxy, ils traversent le tube, passent dans la rainure d'extrémité du potentiomètre, décrivent une large boucle avant d'arriver sur le circuit imprimé. Sur les photos de détail, vous trouverez une autre version : nous avions coupé nos fils trop courts, il nous a fallu créer une pièce intermédiaire. Nous avons par ailleurs soudé sur l'arrière du potentiomètre un fil qui maintient l'isolant et évite une cassure du fil au niveau des soudures. Ce fil rigide peut être adopté pour une liaison avec fil de grande taille ; on évite ainsi d'avoir un fil qui se promène dans le tuner et qui risque de s'accrocher n'importe où.

Lorsque les modules sont en place, on peut commencer le câblage. On débutera avec l'indicateur RF. Nous avons utilisé un fil multiconducteur dont les fils sont au code des couleurs : le fil brun arrive sur la diode de la station 1 et ainsi de suite. Les connexions des anodes sont reliées entre elles pour arriver au pôle positif de l'alimentation, les cathodes vont au circuit de l'indicateur RF.

Les fils venant des diodes pourront être soudés après passage dans les trous du circuit ou directement sur le cuivre.

Du circuit indicateur RF partiront les fils allant vers les résistances de sortie du module de commutation des stations. On utilisera les mêmes couleurs que dans le câblage précédent.

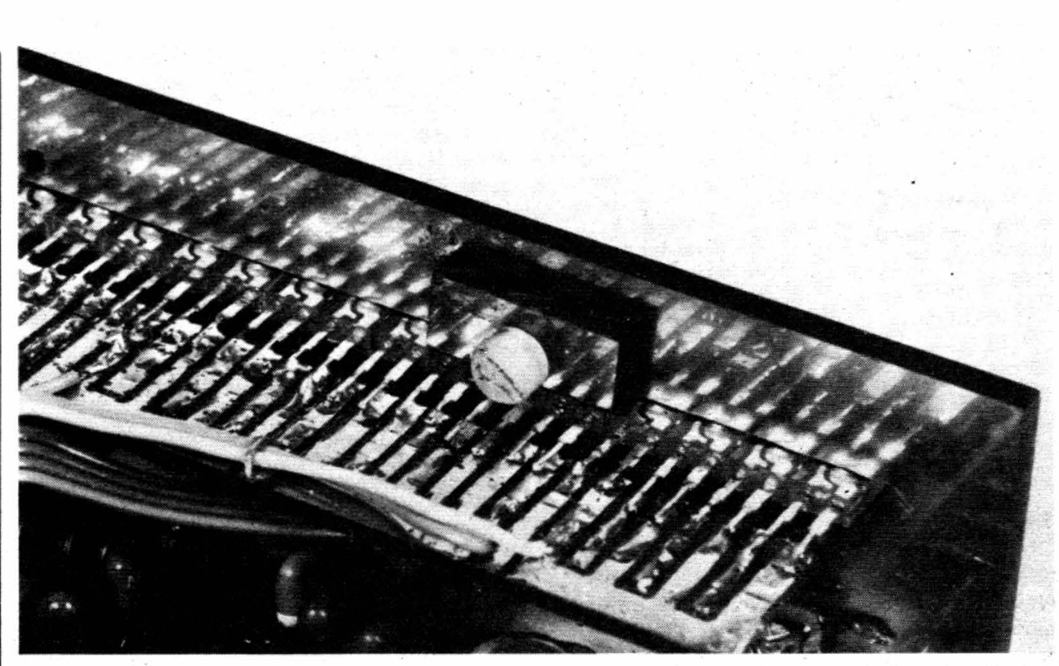


Photo M. – Détail de la fixation de l'aiguille lumineuse. La tête de vis retient le bas des diodes, le haut de la cale sert de butée au capot. Notez la façon dont les diodes sont soudées – à plat.

On câblera ensuite les fils allant des touches sensibles au circuit de commutation. Les touches du bas seront reliées entre elles puis au cinquième fil du second câble plat. Nous avons divisé en effet le câble en deux parties, une allant vers le SAS 580, l'autre vers le SAS 590.

Par cette méthode, on obtient deux câbles plus faciles à manier qu'un autre plus large et plus difficile à tordre. La même division est adoptée pour les câbles des diodes électroluminescentes. A ce propos, nous avons utilisé une représentation simplifiée, les câbles multiples sont représentés avec une liaison unique ; à chaque extrémité, on retrouve chaque conducteur représenté, le plus à gauche, à l'arrivée, correspond au plus à gauche au départ... Les câbles allant du circuit de l'indicateur RF au module de sélection et, de ce dernier, aux touches, passent sous le module de l'aiguille lumineuse que nous n'avons pas représenté ici. On essaiera, pratiquement partout, de faire passer les fils sous les circuits, l'aspect du câblage sera meilleur. Le module de commande est relié au module MF par un câble plat à six conducteurs. Des résistances ont été installées directement sur les broches du module MF. Ces broches ont été raccourcies pour faciliter le montage du capot au niveau de la cale de fixation. Le module de commande est également relié aux deux touches à effleurement et aux diodes LED bicolores de la stéréo et de l'accord ainsi qu'à celle indiquant la mise en service de la CAF.

Nous avons représenté le brochage des diodes LED que nous avons utilisées. Les diodes bicolores ne sont pas toutes identiques ; certaines demandent une inversion de la polarité pour changer de couleur. Elles ne conviennent pas ici où il est nécessaire d'avoir une cathode commune.

Le module de filtrage audio est fixé à côté des prises ; la liaison entre les bornes d'entrée et celles de sortie du module MF se fait par un câble blindé dont le blindage est soudé d'un seul côté de la liaison, côté module de sortie. Les prises de sortie seront montées comme vous le voudrez ; on pourra utiliser des prises pour circuit imprimé ou des prises à visser ; les prises sont montées en retrait, de façon à ce que le cordon de sortie ne dépasse pas trop de la face arrière.

Nous avons utilisé ici des prises pour circuit imprimé, montées sur une petite plaquette d'époxy cuivré. Cette plaquette est vissée sur la face arrière par une vis à métaux autotaraudeuse ; des plaquettes d'époxy servent d'entretoises.

L'alimentation est installée dans un coin de l'appareil, le circuit intégré est monté à l'aide d'une vis, une plaquette isolante s'intercale entre le circuit et le châssis et une rondelle isolante évite un contact entre le châssis et le circuit. La présence de graisse silicone n'est pas indispensable, le circuit ne chauffe pratiquement pas.

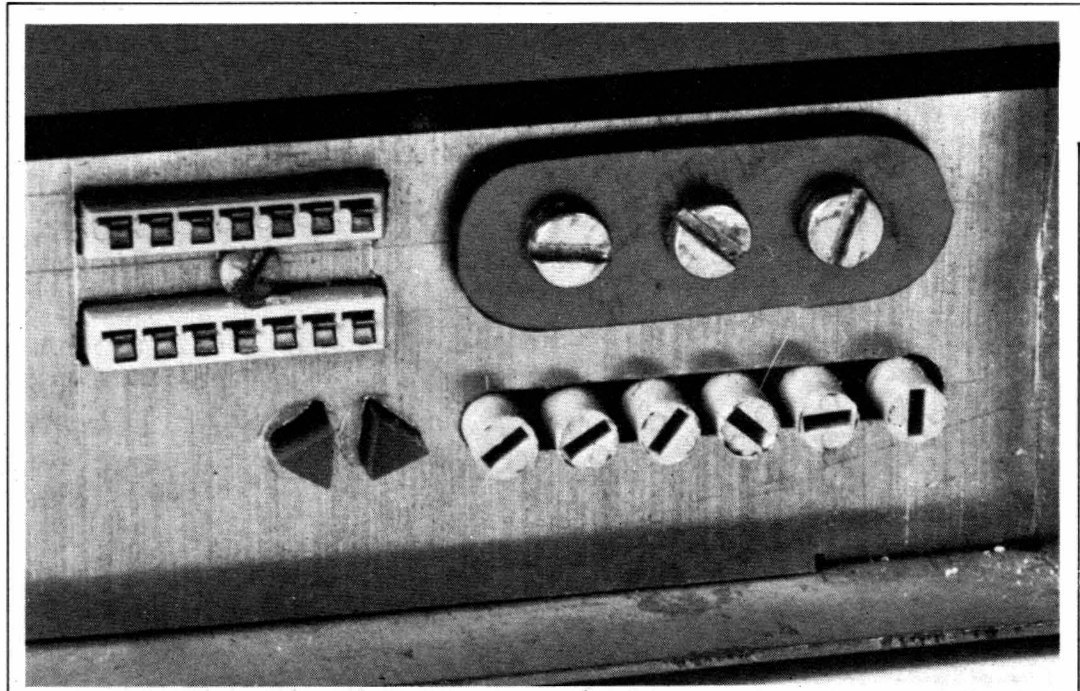


Photo N. – Cette photo illustre les difficultés d'usinage d'un trou triangulaire. Il faut de la patience et un bon tracé. Des diodes rondes font aussi l'affaire. Les six potentiomètres sélectionnent les stations préréglées. Comme les curseurs ne sont pas visibles, nous avons ajouté deux diodes LED d'assistance. Une plaquette à bornes « maison » reçoit les fils d'antenne.

Chaque module sera alimenté depuis le régulateur, sauf l'aiguille lumineuse dont on prend la tension sur l'indicateur RF. Un fil rouge pour le pôle positif et un noir ou un bleu pour le moins conviendront. Le circuit imprimé pourra être collé par une goutte de colle cyanoacrylate sur la tôle du châssis. Comme le cuivre est du côté visible, il ne sera pas nécessaire de démonter ce circuit, les interventions ayant lieu directement.

L'entrée du tuner est reliée à celle du module MF par deux câbles blindés de 75 Ω dont on utilise, de chaque côté, l'âme et le blindage. La borne centrale est utilisée pour la masse, côté prise d'antenne ; ce conducteur arrivera, sur le module, à la borne C qui n'est pas celle du centre.

Mise au point

On peut maintenant commencer la mise au point du tuner. On vérifiera la polarité de l'alimentation avec soin pour éviter une éventuelle inversion.

A la mise sous tension, la diode LED de la station 1 doit s'allumer, la diode de la CAF doit être éteinte et la diode stéréo doit être allumée en jaune/orange.

La consommation du montage doit être d'environ 150 à 200 mA. On le vérifiera en intercalant dans la ligne d'alimentation un milliampèremètre. La valeur exacte du courant n'a pas d'importance. Cette vérification se fait en alimentant le montage à partir d'une tension de 18 V, en amont du régulateur.

La tension d'alimentation doit être voisine de 13 V ; dans le cas contraire, on modifiera la valeur des résistances de 240 Ω ou 2,2 kΩ en plaçant une résistance 20 fois supérieure, en parallèle sur l'une des deux. Si la tension est trop élevée, on met une 47 kΩ en parallèle sur la 2,2 kΩ, si elle est trop faible une 4,7 kΩ en parallèle sur la 240 Ω. Par divers essais, on trouvera la valeur de résistance correcte.

Un effleurement des touches de sélection d'entrée doit allumer la touche correspondante ; pour la touche d'accord manuel, on constatera l'extinction de la diode de station précédemment illuminée.

La touche mono/stéréo, actionnée, passera au rouge. En cas d'anomalie de consommation, on coupera l'alimentation et on s'efforcera de déterminer le module en cause.

Certains modules peuvent être essayés seuls comme, par exemple, celui de sélection des stations ou le module audio de filtrage si on dispose d'un générateur audio.

Le circuit de commutation CAF/ mono/ stéréo peut également être expérimenté sans être relié au circuit MF.

L'indicateur d'accord ne fonctionnera qu'avec la MF, ainsi que le changement de couleur du voyant stéréo, en présence de sous-porteuse multiplex.

Pour l'indicateur de niveau RF, le test individuel se fait en injectant une tension sur l'entrée du module. Les diodes s'allument pour constituer un barreau lumineux dont l'éclat sera inférieur à celui obtenu pour la diode de la station préréglée.

On vérifiera aussi que la tension de sortie du sélecteur de station, mesurée par exemple sur la borne 1 du module MF, varie lorsque les potentiomètres de préréglage sont bien commandés. Pour la station 7, prévue pour la commande à distance, il est normal de trouver une tension positive proche de celle d'alimentation.

On vérifiera également que les deux diodes d'assistance d'accord fonctionnent correctement, la diode éteinte indiquant le sens de rotation : diode de droite éteinte, sens horaire, diode de gauche éteinte, sens contraire.

Une antenne raccordée à l'entrée, le tuner doit maintenant faire entendre sa sonorité, l'indicateur de niveau s'allumera, on corrigera éventuellement sa sensibilité par l'emploi d'une résistance en parallèle sur R_1 du module de niveau RF. Sans antenne, la première diode sera éteinte mais proche de l'allumage.

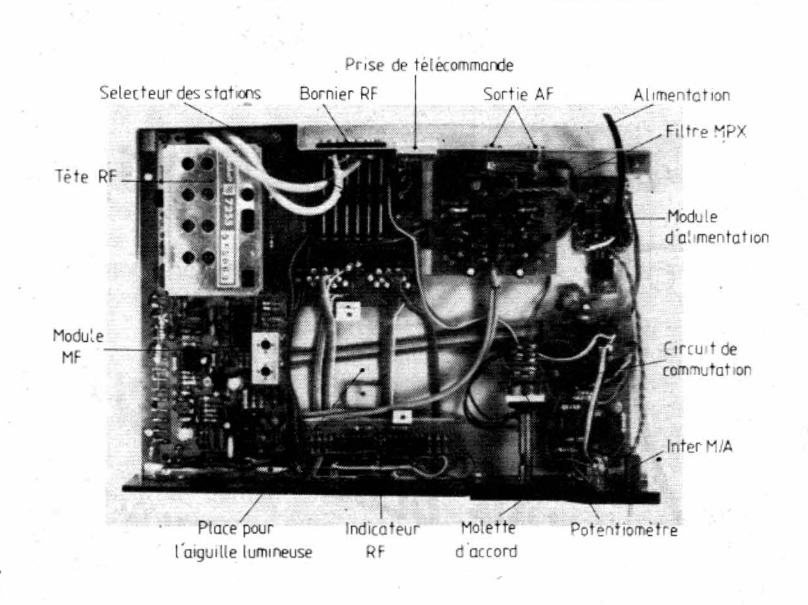
On devra maintenant constater que la diode LED mono/stéréo passe bien en vert en présence d'une émission stéréo.

L'aiguille lumineuse se règle à partir de ses deux potentiomètres ; cette aiguille sera étalonnée en prenant pour instrument de mesure un autre tuner ; ici, la précision n'a pas besoin d'être extrême. On pourra alors remplacer certaines des diodes vertes par d'autres d'une couleur différente afin de marquer des fréquences particulières. Le tuner doit maintenant fonc-

tionner normalement, les touches commander les diverses fonctions, il reste à confectionner le capot.

Avant d'entamer sa description, nous pouvons ajouter une fonction à ce tuner. En effet, nous n'avons pas parlé de l'emploi de la réduction possible de largeur de bande de 280 pour la stéréo à 180 kHz, largeur exploitable en monophonie.

En reliant entre elle les bornes 6 et 14 du module MF, on peut assurer la commutation simultanée de la monophonie et de la largeur de bande. Le commutateur CD 4053 peut débiter un courant suffisant pour assurer cette fonction. La chute de tension dans le commutateur et dans la résistance de 100 Ω est insuffisante pour empêcher la coupure de la diode verte de l'indicateur stéréophonique.



Le capot

Le capot est taillé dans des plaques d'altuglas. La partie supérieure mesure 170 mm × 250 mm, les chants seront surfacés et polis. Les deux parties verticales sont des plaques de 170 mm de long et 37 mm de large. Les chants sont dissimulés et n'ont donc pas besoin d'être surfacés.

Les plaques sont réunies entre elles par collage ; nous avons utilisé pour ce raccord des cales d'altuglas de 5 × 5 mm et de 2 cm de long, collées à la colle Multibond ; on veillera à enlever la colle en excès. Ces cales suffisent à assurer la solidité du montage, inutile ici de coller les flancs sur toute la longueur. Le capot est fixé sur la base par d'autres cales de matière plastique. Ces cales ont une épaisseur de 5 à 6 mm et sont taraudées. Elles sont en retrait de 1 mm par rapport à la base du capot afin de permettre un encastrement de ce capot. Les trous, dans la base, seront percés à la demande. Comme le tuner sera en principe monté, à moins que vous n'ayez construit le capot auparavant, ce qui est préférable, vous prendrez garde à ne pas faire déraper votre foret, c'est si vite arrivé !

Conclusions (provisoires)

Voilà, vous avez maintenant entre les mains un tuner miniature qui n'a pas grand-chose à envier à d'autres réalisations professionnelles construites avec des moyens autrement plus puissants que ceux de votre modeste atelier.

La partie mécanique est incontestablement la partie la plus délicate de cet appareil que vous pourrez toutefois, si vous le désirez, installer dans un coffret du commerce. Rappelons également que le module présenté ici est utilisable directement à partir du schéma de la figure 2. Nous avons voulu vous proposer un tuner plus élaboré, rempli de modules qui ne sont pas indispensables.

Vous pourrez donc vous servir dans cette bibliothèque de modules et inventer vous-mêmes d'autres formules. Si vous êtes un peu mécanicien, vous installerez une démultiplication pour le potentiomètre d'accord, vous pourrez aussi vous amuser à faire une commutation automatique de l'accord manuel par détection d'une variation de la tension du potentiomètre d'accord (par dérivation). Bref, le tuner est un domaine où l'on peut beaucoup s'amuser.

Nous ne vous avons pas parlé de la télécommande dans cette partie mais tout a été prévu et sa réalisation sera publiée dans un très prochain article. La télécommande est facultative, nous avons conçu le tuner pour elle mais nous l'avons dissociée...

A vous maintenant de vous lancer dans l'expérimentation et la fabrication, vous ne serez pas déçus.

Etienne LEMERY

A.E.S.

(Audio Engineering Society)



UNE BELLE REUSSITE INTERNATIONALE

FRUIT DU DEVOUEMENT DE LA NECESSITE ET DE LA COMPETENCE

« L'Audio Engineering Society » est, par vocation, une société (née aux U.S.A. en 1948) réunissant des « engineers » travaillant, ou s'intéressant, à ce que l'on nomme aujourd'hui électroacoustique, et que l'on désignait alors sous le vocable « audio ». En premier lieu, un détail linguistique. Dans les pays anglosaxons, l'« engineer » n'est pas strictement l'« ingénieur » au sens français du terme (dont l'origine est militaire) : l'« engineer » est le plus souvent davantage un praticien qu'un théoricien ; stricto sensu, celui qui construit, dirige, répare l'« engine », c'est-à-dire la « machine ». Par voie de conséquence, « l'Audio Engineering Society » fut (au moins au début) composée de praticiens expérimentés de l'électroacoustique ayant, en un moment « nécessaire », jugé profitable d'échanger leurs idées sur leur profession, ainsi que des informations techniques utiles à tous, susceptibles d'être publiquement dévoilées. Il est bien évident qu'en tous pays la compétition commerciale impose temporairement, à toute entreprise, une certaine barrière de « secret ».

Donc, la Société tirait sa raison d'être du fait que l'électroacoustique avait au début enfanté des entreprises industrielles aux spécialisations souvent incertaines, dont la prospérité n'était pas toujours florissante au cours des années, qui suivirent immédiatement la fin de la Seconde Guerre mondiale. A vrai dire, il ne manquait pas d'associations traitant déjà l'électroacoustique aux U.S.A., par exemple « Acoustical Society of America », avec sa prestigieuse revue « J.A.S.A. », la « Society of Motion Picture Engineer », avec sa revue, le « groupe audio » de « l'Institute of Radio Engineers » publiant « Transactions on Audio » ; mais il semble que les futurs adhérents de « l'Audio Engineering Society » avaient besoin d'indépendance (certains appartenaient d'ailleurs à l'« A.S.A. », à la « S.M.P.E. » – évoluant en S.M.P.T.E., grâce à la TV –, à l'« I.R.E. » – évoluant lui aussi en « I.E.E.E. », avec la diversification des applications électroniques, et désiraient former un groupe autonome, où ils ne seraient pas subordonnés à des impératifs trop spécialisés, trop orientés vers la théorie, ni trop soumis à l'emprise de firmes géantes.

Les techniques électroacoustiques ou audio ne négligent pas l'acoustique appliquée, mais s'intéressent surtout aux multiples applications du traitement du signal sonore, au moyen de ressources électroniques. Celles-ci ne commencèrent à devenir opérationnelles qu'après l'invention de la lampe triode par Lee de Forest (brevets en 1905 et 1906). Ces premières triodes avaient une trentaine d'heures de durée de vie, et, cependant, la « Federal Telegraph Company » proposait, dès 1912, à la marine américaine un amplificateur basse fréquence, destiné au télégraphe ainsi qu'au téléphone. Phonographes et gramophones se livraient une lutte sans merci ; mais, en 1913, il y eut une première tentative d'inscription électrique (Owens et Hewitt) ; elle n'eut d'ailleurs aucun succès. La Première Guerre mondiale ayant fait considérablement progresser des techniques rudimentaires (meilleures triodes, meilleure connaissance des phénomènes, apparition de producteurs de composants), l'électro-acoustique allait rapidement évoluer et faire naître de nouvelles professions (en particulier parmi les ex-affectés à la T.S.F. militaire, conscients de posséder un savoir exceptionnel digne de fructifier). Les choses allèrent vite, s'orientant vers la radiodiffusion, le disque (enregistrement et lecture), le cinéma qui rêvait à la parole.

Tout devait encore s'accélérer pendant la Seconde Guerre mondiale et concrétiser, surtout aux U.S.A., des tendances déjà sensibles à la fin des années 1930 : conscience acquise par les praticiens de la radio, du disque ou du cinéma de leur autonomie (face aux purs acousticiens, ou théoriciens de l'électronique) ; désir d'échanger

leurs informations et de faire le bilan des acquisitions technologiques pouvant intéresser leurs professions et étendre le champ de leurs activités. Ce bilan, fort positif, contenait en germe tout ce qui nous est devenu familier : des tubes plus fiables et spécialisés, le magnétophone, le pressage de disques en chlorure de polyvinyle (éditions étrangères de la B.B.C., « V-Discs » de l'armée américaine), l'extension de la gamme des fréquences inscriptibles dans le sillon (Haddy, en Angleterre, pour l'entraînement des chasseurs de sous-marins), les asservissements et, par conséquent, la rétroaction négative, panacée des amplificateurs, le filtrage des parasites impulsionnels (bruit de surface des 78 tr/mn), le codage numérique, le transistor, etc. Finalement, le lancement, et le succès, en 1948, du disque microsillon, laissant entrevoir d'énormes possibilités d'exploiter de nouveaux marchés (surtout quand se révélèrent les exigences des amateurs de musique « rock ») fut l'occasion nécessaire de créer une nouvelle organisation spécifique.

Vers la fin des années 1940, cette organisation commençait déjà, sous l'impulsion de quelques pionniers, parmi lesquels C.L. Lebel, J.H. Potts, J.D. Colvin, C.G. McProud (l'homme-Protée, ingénieur du son à la Paramount, journaliste, auteur visionnaire de romans de science-fiction, en particulier le fameux « Ralph O + »), N. Pickering, C.A. Rakey. Elle tint une première assemblée générale à New York en février 1948 (150 participants), à Manhattan, dans un studio libre de « R.C.A. Victor », où furent votés les statuts provisoires de la nouvelle association, « Audio Engineering Society », qui prit officiellement son essor en 1949, avec son premier congrès, accompagné d'une exposition de matériels par une quarantaine d'exposants (dite « Audio Fair », ou Foire audio) en octobre 1949, à l'hôtel New Yorker, dont trois étages furent occupés. L'A.E.S. comptait alors 722 membres. L'un des thèmes de ce premier congrès fut bien entendu le concept de « haute-fidélité » (l'expression avait déjà fait fortune), qui donna lieu à de nombreuses démonstrations comparatives, entre l'audition directe et la restitution du même message, après enregistrement. A l'origine, l'A.E.S. fut une association new-yorkaise (section côte Est), elle s'étendit rapidement à l'ensemble des U.S.A. (création de la section côte Ouest, ainsi que d'une section « Midwest », en 1950). Le nombre des adhérents augmenta rapidement : 2 000 en 1957, près de 20 000 aujourd'hui, avec l'appoint de sections étrangères, dans plus de 71 pays (les 17 sections européennes commencèrent à se développer à partir de 1970). Conséquences : le Comité directeur de l'A.E.S. accepta l'idée de plusieurs congrès annuels. En 1954, premier congrès de la section côte Ouest, à Los Angeles, puis, en 1971, premier congrès de la section européenne, à Cologne. Actuellement, le congrès new yorkais se tient en automne, celui de la côte Ouest au printemps, et celui de la section européenne en hiver (la ville change chaque année ; en 1984, comme en 1977, ce sera Paris).

Au cours de l'année 1950, l'A.E.S. organisa à New York une série de séances éducatives, au bénéfice de ses membres. Elles conduisirent tout naturellement à la publication régulière d'informations techniques, professionnelles ou commerciales. Ces publications trouvèrent place, au début, dans la revue « Audio Engineering », fondée presque tout exprès, en 1947, par John H. Potts (l'« audio » faisait bouillonner les cervelles, à l'approche des années 1950). J.H. Potts mourut en 1949 et fut remplacé par McProud. Mais l'A.E.S. se trouvait de plus en plus à l'étroit dans les colonnes d'« Audio Engineering » (par la suite, simplement « Audio ») qui, pour augmenter ses ressources prenait une coloration technico-commerciale plus accusée. Finalement, avec l'appui des constructeurs intéressés, l'A.E.S. fondait sa propre revue « Journal of the Audio Engineering Society », dont le premier numéro parut en janvier 1953 (un exemplaire énorme de 169 pages, avec 30 articles, réunissant l'essentiel des communications au 4e Congrès annuel de New York en 1952), avec Lewis S. Goodfriend pour rédacteur en chef (assisté de Vincent Salmon). Dès le numéro 2, en avril 1953 (54 pages seulement), fut mise à l'honneur (à gauche du sommaire) la liste des 21 « sustaining members », c'est-à-dire des 21 constructeurs ayant participé au financement de la revue (actuellement, cette liste s'imprime en 4e page de couverture, avec parfois une centaine de noms).

Jusqu'en 1968, le « Journal de l'A.E.S » parut tous les trois mois (non sans retard, parfois), ensuite il devint bimensuel, jusqu'en 1971, où il adopta la cadence annuelle de 10 numéros, avec aujourd'hui Robert O. Fehr pour rédacteur en chef (H.F. Olson, sans doute le plus renommé des pionniers et experts « audio », aux USA, demeura, jusqu'à sa mort récente, « éditeur en chef d'honneur », charge honorifique où il n'a pas été remplacé).

Aux termes de statuts (les premiers en 1949), qui furent souvent amendés, la Société est dirigée par un directoire élu, ayant compté 4 puis 6 membres, à l'origine. L'effectif est actuellement porté à 10 en raison de la création des sections étrangères (il n'y en avait que 9, en 1974). Les membres de ce directoire exercent bénévolement leurs fonctions, sous l'autorité annuelle d'un président, vice-président l'année précédant son mandat effectif, lequel n'est d'ailleurs jamais renouvelé. Seuls le secrétaire et le trésorier sont rééligibles ; les autres membres, à l'exception du président, peuvent être élus plusieurs fois, mais à des postes différents. Le Comité directorial est complété d'un nombre variable (suivant les années) de « governors », assumant d'importantes fonctions dirigeantes localisées (au début « governors » et « Comité directorial » étaient confondus). Il existe enfin un important groupe de « présidents », dirigeant les travaux de plusieurs sous-comités spécialisés (Admissions, Récompenses, Historique, Normes, etc.) et, également, depuis peu, trois administrateurs pour l'intendance. La très simple organisation initiale s'est confortablement étoffée en trente ans, avec le succès accru, et l'extension mondiale de l'A.E.S.

Les membres de l'A.E.S. appartiennent à tous les milieux, technique, commercial, journalistique, etc., touchant de près ou de loin au domaine « audio ». Ils payent une cotisation annuelle (réduite pour les étudiants), donnant droit au service gratuit du « Journal », sanctionnée par une carte d'affiliation, ouvrant les portes des divers congrès. Comme il est souvent de règle pour les associations professionnelles, tout nouveau candidat doit

être parrainé par deux membres actifs. Cela pour les membres « ordinaires » ; car il existe aussi des membres distingués. D'une part, les membres d'honneur (élus par le Comité directeur sur proposition de 10 membres de l'A.E.S., au minimum), choisis parmi les personnalités de grande réputation, scientifique ou artistique, dans le domaine sonore (notre compatriote Pierre Boulez fut élu membre d'honneur en 1978) ; d'autre part, depuis 1952, les « fellows », également élus par le « Comité directorial », sur proposition d'un collègue, à condition d'avoir sérieusement contribué à la promotion de la Société (J. Rémouït, à l'origine de la section française, fut élu « fellow » en 1977, au premier congrès de Paris, et Jacques Lemonne – microphones LEM – à Montreux, en 1982).

Depuis son origine, l'A.E.S. s'applique à récompenser, à l'occasion de ses divers congrès, ses membres les plus réputés, les plus éminents, ainsi que les plus dévoués. A cet effet, furent créés trois prix (deux d'entre eux financés par de généreux donateurs). D'abord, le plus important, le « Prix à la mémoire de J.H. Potts », en 1949, (fondé par la veuve de ce pionnier de l'électroacoustique, inspirateur de l'A.E.S.), honorant l'auteur de travaux exceptionnels couvrant plusieurs années d'activités. Il fut décerné, la première fois, à H.F. Olson (chef des laboratoires R.C.A.). En 1953, les descendants d'Emile Berliner parrainèrent un nouveau prix, portant le nom de l'inventeur du disque phonographique, pour l'auteur d'une importante contribution technique à l'enregistrement ou à la restitution sonore (René Snepvangers, le véritable inventeur du microsillon, le reçut en 1960 ; Ray Dolby en 1971) ; le « Prix spécial de l'A.E.S. » pour services exceptionnels rendus à la Société (premier récipiendaire, C.L. Lebel, l'un des fondateurs de l'A.E.S., dont il assura de nombreuses années la charge de secrétaire principal) ; et, depuis peu, le « Prix du Comité directorial », toujours pour services rendus à la Société (Jacques Dewèvre, collaborateur de Sono, reçut ce prix à Montreux en 1982) ; il y a aussi des « citations » à l'ordre de l'A.E.S., attirant l'attention sur les mérites particuliers d'un membre actif (J. Dewère avait fait l'objet d'une citation au Congrès de Bruxelles en 1979). En 1971, ces prix furent transformés en médailles (modèles établis par de réputés graveurs américains) : médaille d'or pour le « Prix J.H.-Potts » ; médaille d'argent pour le « Prix Berliner » ; médaille de bronze pour le « Prix de l'A.E.S. ». En 1982, à Montreux, la médaille d'or alla à Willy Studer (une vie consacrée à perfectionner les appareils d'enregistrement) ; la médaille d'argent à H.J. Griese, ancien ingénieur en chef de Sennheiser (travaux sur le Vocoder, transmission infrarouge, microphones spéciaux, transmission à bande unique, etc...), la médaille de bronze à Jorg Sennheiser, benjamin des récompensés, pour son action européenne en faveur de l'A.E.S...

Les activités de l'A.E.S., en dehors des congrès, sont à la fois multiples et importantes. Elément de liaison respecté, elle participe à l'élaboration des normes, ou en prend même l'initiative. Les amateurs de Hi-Fi se souviennent peut-être qu'il existait, en 1954, de nombreuses caractéristiques de gravure phonographique (C.B.S., R.C.A., Decca,...). Devant le laxisme des organisations officielles, l'A.E.S. prit la responsabilité de proposer une caractéristique de gravure unique, pouvant satisfaire toutes les exigences, que la Commission exécutive de la R.I.A.A. puis de la C.E.I. entérinèrent. Il en fut de même pour l'enregistrement magnétique et, actuellement, on ne compte plus les réunions de spécialistes des techniques numériques pour la formulation de normes planétaires.

Au cours des années, la qualification universitaire des membres de l'A.E.S. s'est notablement élevée. A l'origine, ce fut une association de praticiens, beaucoup formés sur le tas ; les titulaires du « Ph D » (analogue à notre doctorat d'Université) étaient rares, alors qu'aujourd'hui ils sont en majorité (au moins, parmi les auteurs publiés par le « Journal » ou effectuant des « communications » aux divers congrès), et la lecture du « Journal » exige de sérieuses connaissances. « L'Audio Engineering Society » n'a plus de raison d'avoir le moindre complexe, face au « Groupe audio de l'I.E.E.E. » ou de « l'Acoustical Society of America » et son prestige mondial est loin de son apogée. Elle a eu le bonheur d'être patronnée par des personnes très dynamiques, qui ont su voir dans son expansion un moyen de justifier partout son utilité.

R. LAFAURIE

N.d.l.r. – *A.S.A. : Acoustical Society of America.*

J.A.S.A. : Journal of the Acoustical Society of America.

I.R.E. : Institute of Radio Engineers.

I.E.E.E. : Institute of Electrical and Electronics Engineers.

S.M.P.E. : Society of Motion Picture Engineers.

S.M.P.T.E. : Society of Motion Picture and Television Engineers.

LE DEPARASITAGE DES VEHICULES AUTOMOBILES

CERTES, il s'agit là d'un sujet qui a déjà été plusieurs fois traité plus ou moins rapidement ; cependant, à l'examen du nombre de questions que l'on nous pose dans ce domaine, il nous semble opportun d'y revenir d'une façon aussi complète que possible.

Les voitures sont maintenant équipées d'un alternateur pour la recharge de la batterie (alternateur suivi d'un redresseur, évidemment) ; d'autres ont encore une dynamo. Par ailleurs, les installations, non seulement de radiorécepteurs de radiodiffusion, mais aussi de radiotéléphones, d'émetteurs-récepteurs de « cibistes » ou de radioamateurs, etc., se font de plus en plus fréquentes sur les véhicules. Et, bien souvent, ce sont autant de problèmes nouveaux à résoudre !

Dans un récepteur autoradio, les auditions peuvent être brouillées par des parasites, produits par le mouvement ou le frottement d'une pièce métallique quelconque ou par les organes électriques du moteur : distributeur, bobine d'allumage, bougies, génératrice (dynamo ou alternateur), ces parasites pouvant être rayonnés aussi par les divers fils du câblage électrique du véhicule.

L'emplacement du récepteur, lors de son installation, peut avoir de l'importance : il est recommandé de l'installer aussi loin que possible des sources parasitaires importantes (allumage et génératrice). Naturellement, le boîtier métallique du récepteur sera soigneusement relié à la masse du véhicule par un gros fil de cuivre (tresse) aussi court et direct que possible.

Il en va de même en ce qui concerne le choix de l'emplacement de l'antenne. D'autre part, on s'assurera que cette antenne est correctement **isolée** de la carrosserie, qu'elle est bien reliée au câble de liaison au récepteur (bon contact) et que le blindage de ce câble est convenablement relié à la masse.

On vérifiera aussi l'état du filtre en π (bobine d'arrêt encadrée de deux condensateurs), intercalé juste à l'arrivée de l'alimentation, dans le récepteur (ou l'émetteur-récepteur) ; attention notamment à l'état et à la qualité des condensateurs.

Ne pas s'obstiner à vouloir faire fonctionner correctement un récepteur ordinaire portatif à l'intérieur d'une automobile ; les résultats ne peuvent être que décevants. Il faut employer un véritable « autoradio », muni d'une bonne antenne extérieure (antenne de gouttière de pavillon ou antenne d'aile).

Comme nous l'avons dit, les parasites provoqués par le véhicule peuvent être d'origines diverses.

Véhicule à l'arrêt, faisons tourner le moteur au ralenti. Si les parasites se manifestent, ils sont dus à l'allumage du moteur (bobine, distributeur, bougies).

Si l'on est obligé d'emballer le moteur pour que les parasites se déclenchent, cela signifie qu'ils sont dus à la génératrice (dynamo ou alternateur) ; en effet, il faut que le moteur tourne à un certain régime pour que la génératrice entre en action et charge (par l'intermédiaire du régulateur).

Enfin, si la voiture doit nécessairement rouler pour que les parasites se manifestent, ils sont probablement du type statique : charge et décharge d'électricité statique dues au frottement des roues, au mouvement des amortisseurs ou à des frottements divers.

Nous allons donc revoir ces points plus en détail dans la partie suivante.

●

Avant d'examiner divers cas particuliers, nous pensons qu'il convient d'abord de rappeler les habituels travaux de déparasitage d'un véhicule automobile. Précisons bien qu'il s'agit là des traditionnelles précautions, toutes regroupées et livrées en vrac, mais qu'il est fort heureusement assez rare d'avoir à les mettre toutes en œuvre :

1° Monter, entre la borne d'entrée primaire de la bobine d'allumage (fil venant du tableau de bord, généralement de la clé de contact) et la masse, un condensateur de l'ordre de 0,5 μF (papier) ou 50 μF électrochimique (bien isolé).

2° Monter, éventuellement, aux bornes de la batterie, un condensateur de 0,5 μF papier ou 50 μF électrochimique bien isolé.

3° Vérifier que la distance entre les électrodes

des bougies est correcte (6 à 7/10 de mm environ).

4° Nettoyer parfaitement les contacts du rupteur.

5° Vérifier que les fils et câbles des appareils électriques du véhicule sont en bon état et convenablement soudés aux cosses, ces dernières devant être parfaitement bloquées sous les bornes.

6° Eloigner le fil allant au primaire de la bobine d'allumage de tous les autres fils haute tension.

7° Essayer, éventuellement, de brancher un condensateur de 2 à 6 nF (mica ou céramique) aux bornes du rupteur.

8° Vérifier la dynamo, les charbons, l'état du collecteur, etc. ; brancher un condensateur de 25 à 50 µF électrochimique entre la sortie (et non pas la borne d'excitation) de la dynamo et la masse. Le cas de l'alternateur sera examiné plus loin.

9° Shunter par des condensateurs de fortes valeurs le clignoteur de direction, l'essuie-glace, la montre électrique, etc.

10° Vérifier que les masses du bloc moteur, des tubes et tiges de commande traversant la cloison entre le moteur et l'intérieur de la voiture, du capot, etc., sont correctes. Si besoin est, relier tous ces éléments métalliques au châssis de la voiture à l'aide de tresses en cuivre soigneusement soudées. Bien vérifier surtout la bonne mise à la masse du capot du moteur.

11° Un moyen très efficace, mais assez complexe consiste à monter un petit capot en tôle perforée sur tout le système d'allumage : bobine, distributeur, rupteur et bougies. Ce capot est relié à la masse par une tresse de cuivre soudée. Blinder également les fils HT : fil allant de la bobine au distributeur et fils allant du distributeur aux bougies (fil à fort isolement diélectrique et gaine de blindage reliée à la masse).

12° Installer l'antenne aussi loin que possible des circuits d'allumage HT. Bien vérifier la mise à la masse du blindage du câble de liaison d'antenne, ainsi que la masse sur le récepteur proprement dit.

13° Bien entendu, nous ne parlerons que pour mémoire du déparasitage de l'allumage du moteur : résistance-suppressor de 10 kΩ en série sur chaque bougie (ou utilisation de bougies « antiparasites » à résistance-suppressor interne), résistance-suppressor de 25 kΩ en série dans le fil allant de la bobine au distributeur (ou utilisation de dispositifs suppressors ou de « faisceaux » antiparasites spéciaux). En effet, ce déparasitage est, on le sait, **obligatoire sur tout véhicule** (muni ou non de radio) ; mais on pourra toujours vérifier si ces dispositifs sont efficaces et en bon état. Compte tenu de ce déparasitage obligatoire d'origine, en règle générale les points 1 et 8 sont impératifs pour l'obtention d'une audition radio correcte à bord.

Lors du branchement des condensateurs électrochimiques de déparasitage, on doit veiller à bien respecter les polarités.

Examen des matériels

Ces principaux points rappelés, revenons sur certains avec un peu plus de détails.

Les capacités indiquées pour les condensateurs à employer sont des valeurs moyennes. Dans certains cas, il peut être nécessaire d'utiliser des capacités supérieures : 100, 300 ou 1 000 µF, cela étant à déterminer par expérience. D'autre part, il faut toujours employer des condensateurs blindés ou à boîtier métallique (blindage relié à la masse) et présentant une tension diélectrique suffisante (généralement type 25 V).

Dans le cas où l'installation comporte un récepteur FM ou un émetteur-récepteur fonctionnant sur 27 MHz ou sur VHF, il est souvent intéressant de shunter les condensateurs électrochimiques (susceptibles de présenter une impédance non négligeable aux fréquences considérées) par des condensateurs de plus faible valeur, mais du type papier (0,5 à 3 µF) ou céramique (10 à 47 nF). D'ailleurs, certaines fabrications de condensateurs électrochimiques comportent en même temps un condensateur de 10 nF en parallèle, à l'intérieur du même boîtier métallique.

Citons également les condensateurs dits « by-pass » du type papier. Ils comportent, sur l'une des armatures du condensateur, une entrée et une sortie entre lesquelles peut circuler un courant de 30 à 40 A sous 24 V ; l'autre armature du condensateur est réunie à la masse du boîtier. Nous avons généralement deux valeurs de capacité : 0,5 et 3 µF. Ces deux types de condensateurs sont très efficaces et recommandés pour les installations radio 27 MHz ou VHF ; ils peuvent être utilisés seuls ou conjointement avec les types électrochimiques.

En ce qui concerne le régulateur de charge, nous rappelons qu'il ne faut jamais monter de condensateur de forte valeur entre la borne « excitation » et la masse. Le cas échéant, on doit se limiter à une capacité de 4,7 nF au maximum. Une autre solution consiste à utiliser un filtre spécial comportant un condensateur de 10 nF en série avec une self-inductance à air (filtre connecté entre la borne d'excitation et la masse).

Pour les cas rebelles et difficiles de déparasitage, disons qu'il existe des « ensembles de filtrage » groupant, dans un même tube, une bobine à fer de 15 à 20 mH et un condensateur de 0,05 à 0,1 µF ; ces dispositifs se font en divers modèles, plus particulièrement étudiés pour le déparasitage des contacteurs bi-

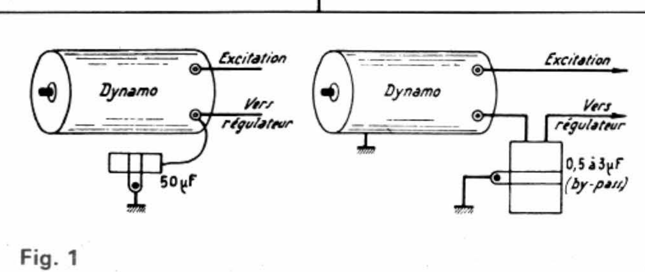


Fig. 1

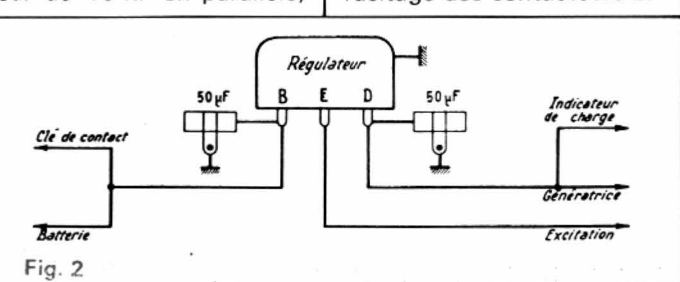


Fig. 2

lames, des montres électriques, des essuie-glaces, de l'alimentation des bobines d'allumage, des jauges de plaquettes de freins, des pompes d'injection, etc.

Sur la figure 1, nous donnons un exemple de déparasitage d'une dynamo, à gauche avec un condensateur ordinaire, à droite avec un condensateur « by-pass ». Un exemple absolument identique pourrait être donné en ce qui concerne la bobine d'allumage (+ primaire).

La figure 2 représente le déparasitage d'un régulateur de charge, par des moyens simples. Dans les cas rebelles, on adopte le montage indiqué sur la figure 3 ; il convient de bien remarquer le dispositif spécial utilisé sur le fil « excitation ». Le montage de la figure 3 est plus particulièrement recommandé avec les installations de radiotéléphones sur 27 MHz ou sur VHF.

Déparasitage des alternateurs

Sur la figure 4, nous montrons les dispositions à appliquer dans les cas parfois assez difficiles rencontrés avec la charge effectuée à partir d'un alternateur. D'autre part, il importe de réaliser une bonne masse entre le bâti de l'alternateur et celle du véhicule, à l'aide d'une forte tresse de cuivre auxiliaire. Le condensateur connecté dès la sortie de l'alternateur est à diélectrique papier ou mylar ; sa capacité ne doit généralement pas dépasser 4 μF.

Très souvent aussi, lorsque la charge de la batterie est effectuée par un alternateur, il est nécessaire de filtrer séparément l'alimentation du récepteur. Le schéma d'un tel filtre est représenté sur la figure 5. Certes, beaucoup de récepteurs auto-radio comportent déjà un filtre d'alimentation incorporé ; mais parfois ce filtre se montre insuffisant et l'on peut alors observer une « remontée » des parasites, du bourdonnement ou du sifflement (surtout dans le cas de l'alternateur). Le schéma interne du filtre auxiliaire est représenté sur la figure. Certains modèles comportent une bobine de fer L de 15 mH (2,5 A) avec un condensateur C d'entrée de 100 μF ; d'autres modèles comportent une bobine à air avec une capacité d'entrée de 200 μF ; des essais sont à faire pour l'obtention de la meilleure efficacité.

●

Certaines voitures sont équipées d'une sécurité lumineuse sur l'ensemble de freinage ; son fonctionnement provoque parfois un grésillement intense dans les récepteurs de radio. Le schéma simplifié de ce dispositif est représenté en haut de la figure 6 : les plaquettes de freins sont munies de sondes (ou jauges) électriques ; lorsqu'elles sont usées, la sonde ferme le circuit sur le disque (qui est à la masse) et le témoin avertisseur s'allume. Sur la partie inférieure de la figure, nous avons représenté la modification à apporter : il suffit d'intercaler un filtre dans le circuit électrique aboutissant à chacun des freins avant (il est généralement inutile de s'occuper des freins arrière). Le sens de branchement des filtres est à déterminer expérimentalement pour l'obtention de la meilleure efficacité ; le boîtier de chaque filtre est à relier à une bonne masse par son collier de fixation. Vérifier à l'ohmmètre la résistance électrique (qui doit être pratiquement nulle) de tous les points articulés de l'essieu avant ; le cas échéant, placer des tresses chaque fois que la nécessité s'impose, généralement entre la « caisse » et la jambe de force, entre le socle du porte-essieu et celui-ci. Nous pensons inu-

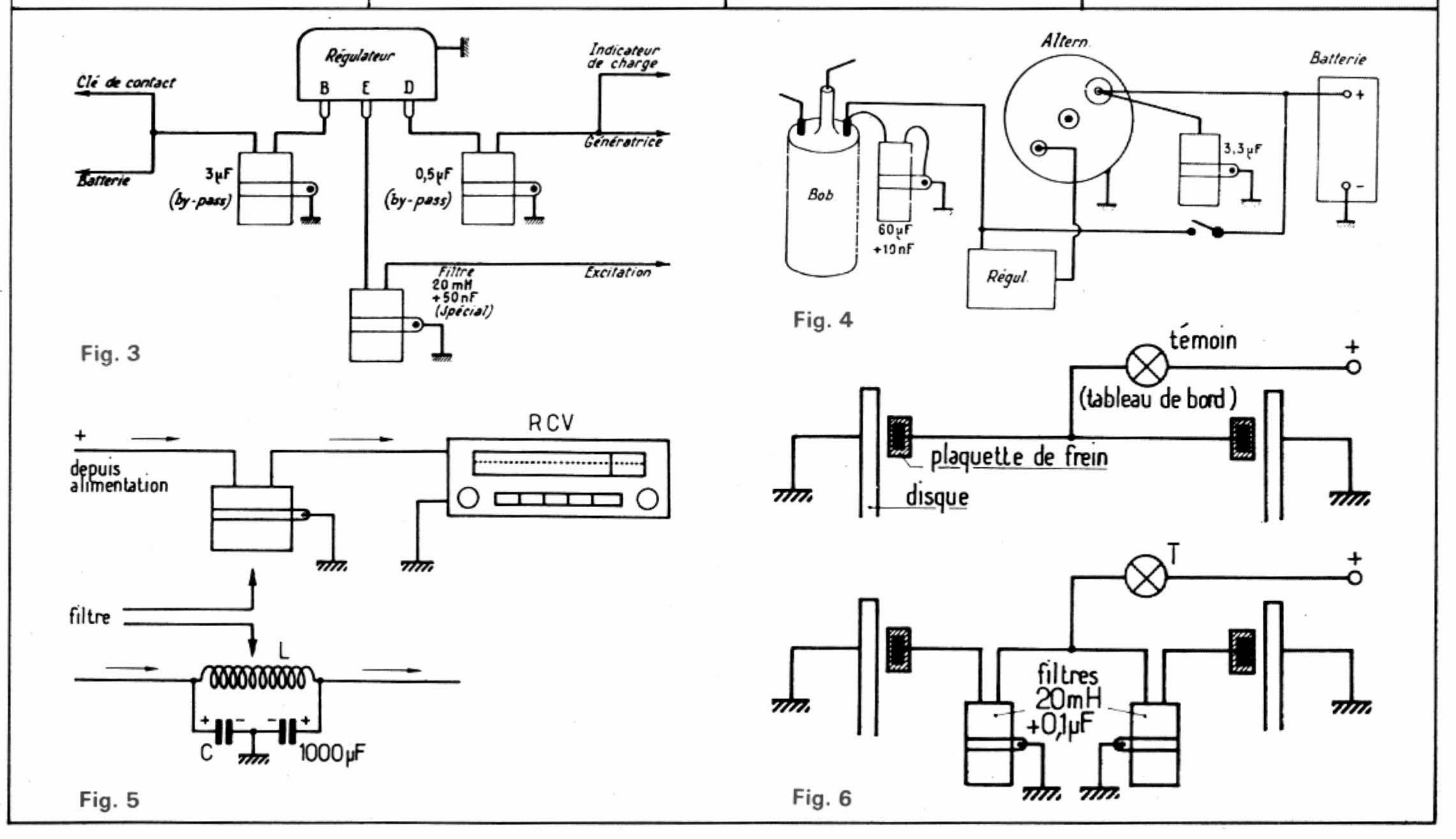


Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

tile d'attirer l'attention des installateurs de récepteurs auto-radio sur la grave responsabilité qu'ils encoureraient s'ils s'avisaient de supprimer purement et simplement l'alimentation de ce voyant de sécurité de freinage.

Cas des installations OC et VHF

Passons maintenant aux cas des véhicules équipés d'appareils OC et FM, ou d'émetteurs-récepteurs bandes décamétriques ou VHF.

Nous devons d'abord citer un filtre ajustable pour les bandes 3 à 50 MHz (circuit bouchon à bobine et condensateur ajustable en parallèle) que l'on intercale en série dans la connexion de sortie du générateur ou de l'alternateur (directement sur la borne correspondant à cette sortie).

Pour la mise au point, on règle le condensateur ajustable durant l'écoute du récepteur jusqu'à la disparition du bruit grinçant. Si, dans certains cas, un bruit parasitaire subsiste, il peut provenir : de l'allumage, s'il s'agit d'un bruit de crécelle ; de la génératrice, s'il s'agit d'un bruit grinçant ou sifflant. La détermination de l'origine s'obtient en procédant à l'expérience suivante : mettre le récepteur en service et emballer le moteur ; puis couper l'allumage par la clé de contact. Si le bruit cesse, l'allumage est en cause ; par contre, si le bruit se maintient, c'est le générateur qui est en cause. Selon le cas, on effectue le déparasitage des matériels en cause par les procédés que nous avons vus précédemment.

D'autre part, il faut souvent supprimer la masse obtenue par un fil du faisceau de l'installation électrique du véhicule, et la remplacer par une tresse en cuivre de forte section, tresse directe entre la masse de la génératrice et le véhicule, ou entre la masse du régulateur et le véhicule.

Le filtre utilisé avec sa seule capacité ajustable convient pour la bande 27 MHz et au-dessus. Pour la gamme de 5 à 7 MHz, il faut ajouter un condensateur fixe de 220 pF en parallèle ; et pour la gamme de 3 à 5 MHz, un condensateur fixe de 1 500 pF.

En ce qui concerne la gamme 27 MHz, divers blocs antiparasites ont été prévus ; ils groupent les condensateurs suivants :
1 200 pF ;
(0,5 µF + 1 200 pF) ;
1 µF + 1 200 pF) ;
(2 µF + 1 200 pF) ;
3 µF + 1 200 pF)
et (4 µF + 1 200 pF).
Dans cette série, les sorties sont réalisées en fil souple de 1 mm^2 de section, non munies de cosses, car il convient de réduire au minimum les connexions selon les matériels à déparasiter.

En règle générale, sur les fréquences utilisées par les radiotéléphones, il faut offrir aux parasites deux possibilités d'écoulement : l'une prévue pour les gammes d'écoute courantes, l'autre pour la bande de fréquences du radiotéléphone. Rappelons que ces bandes sont les suivantes : 27, 31, 68, 151 et 440 MHz. Or, sur ces bandes de fréquences, il est impossible de définir a priori la capacité optimale de fuite : trop de paramètres entrent en ligne de compte. Il faut donc laisser à l'installateur la liberté de choisir cette capacité. Aussi bien a-t-on créé une série d'antiparasites sous boîtier métallique démontable, comportant une capacité fixe (à savoir 0,5 ; 1 ; 2 ; 3 ou 4 µF), et, par ailleurs, simplement deux cosses sur lesquelles on soude la capacité appropriée après l'avoir déterminée **expérimentalement.**

D'une façon générale, il faut reconnaître que le déparasitage sérieux d'une voiture est un travail souvent simple et enfantin, mais parfois long et fastidieux... car certains véhicules se montrent quelquefois bien coriaces ! C'est alors une besogne de longue haleine, nécessitant de nombreux essais et expériences, avec des matériels divers. Non seulement, il faut essayer divers condensateurs, divers filtres, mais il faut tout voir, tout vérifier : les masses des différents organes mécaniques mobiles, les parfaire avec de fortes tresses de cuivre, masses des capots, des divers appareils électriques ou radioélectriques, masses du tableau de bord, vérification de l'installation électrique en général, etc.

Bref, dans les cas rebelles, il faut penser à tout et faire preuve de beaucoup de patience. Divers essais, en procédant étage par étage, doivent permettre de localiser le circuit ou l'organe perturbateur. N'a-t-on pas été jusqu'à trouver une courroie de ventilateur dont la texture était génératrice de parasites par électricité statique ? Le montage d'une courroie de marque différente (de texture différente) a été la solution de ce curieux problème !

Indiquons que tous les dispositifs antiparasites cités dans cet article existent sous diverses fabrications et différentes marques, et qu'il est possible de se les procurer au détail chez tous les grands garagistes ou installateurs de récepteurs auto-radio.

Signalons d'autre part qu'il existe aussi des sachets groupant tous les dispositifs de déparasitage requis pour telle marque ou tel modèle de véhicule, ainsi que des types de filtres spéciaux pour voitures étrangères (soit +, soit –, à la masse).

C'est ainsi qu'il est possible de se procurer des filtres d'usages généraux ou particuliers efficaces pour les organes ou cas suivants :
– Alternateur et bobine d'allumage.
– Contre le sifflement dans le récepteur.
– Contre le ronflement dans le récepteur.
– Alternateur en radiotéléphone et en VHF.
– Contre l'onde de retour de la rupture du courant dans la bobine d'allumage.
– Freins à disques munis d'une sécurité lumineuse.
– Compte-tours, essuie-glaces, ventilateurs, etc.
– Régulateur en FM, radiotéléphone et VHF.
– Dynamo et bobine d'allumage.
– Montre électrique, bilame, etc.
(Liste non limitative.)

Chaque ensemble a sans doute un but bien déterminé ; mais les ensembles fonctionnels peuvent se compléter sans faire double emploi.

Enfin, un dernier « tuyau » : dans certains cas de déparasitage difficile, il est recommandé de prendre l'alimentation de l'appareil de radio (récepteur, transceiver, radiotéléphone, etc.) non pas en un point quelconque de l'installation vers le tableau de bord, mais directement sur la borne de l'accumulateur, à l'aide d'un fil séparé auxiliaire. Des résultats spectaculaires ont parfois pu être obtenus par ce procédé.

Roger A. RAFFIN

Si certains noms sont très connus sur le marché de la micro-informatique depuis déjà quelques années, ce n'est certainement pas le cas d'Oric qui a fait son apparition voici quelques mois avec sa première machine : l'Oric 1. En peu de temps, ce micro-ordinateur a connu un développement fulgurant et il suffisait de se rendre sur le stand présentant l'Oric au dernier Sicob pour constater que le succès de cette machine n'était plus à démontrer. Ce succès est d'ailleurs tout à fait justifié comme nous allons le voir dans les lignes qui suivent. Dernière précision avant de commencer la présentation de l'Oric 1 : ce micro-ordinateur, comme beaucoup d'autres, ne vient pas d'Extrême-Orient mais tout simplement du pays de Sa Très Gracieuse Majesté : l'Angleterre.

LE MICRO ORDINATEUR ORIC 1



Photo 2. – Gros plan sur l'Oric 1.

GENERALITES

Avant de décrire physiquement la chose, précisons que l'Oric 1 est un micro-ordinateur travaillant en Basic ; il dispose à l'origine de 16 ou 48 K de RAM utilisateur et peut travailler en alphanumérique ou en graphique sur écran TV classique et, qui plus est, en couleurs. Pour la sauvegarde et le chargement des programmes, il fait appel à un magnétophone à cassettes standard dont la qualité peut être quelconque.

Dans une boîte en polystyrène assez volumineuse, l'on découvre plusieurs éléments : l'Oric lui-même, bien sûr, mais aussi un gros bloc d'alimentation à enficher dans une prise de courant, un autre bloc d'alimentation plus petit, un câble muni à une extrémité d'une prise DIN et, à l'autre, d'une curieuse prise péritélévision d'où dépasse un jack femelle, un manuel à reliure spirale et une cassette de démonstration. Vous avez bien lu et nous n'avons rien oublié ; il manque bel et bien le ou les cordons pour magnétophone et pourtant l'Oric est prévu pour travailler avec un tel accessoire comme tous ses concurrents.

L'Oric se présente comme un plan incliné de 28 × 18 cm mesurant 1,5 cm à sa partie la plus basse et 4,5 cm à sa partie la plus haute. Le clavier, qui occupe les trois quarts de la face supérieure, est un Qwerty classique c'est-à-dire qu'il ne dépaysera pas tous ceux qui sont déjà habitués à des claviers « informatiques » et qu'il ne demandera que peu d'efforts à ceux qui ont l'habitude des claviers de machines à écrire qui, en France, ont une disposition Azerty. Les touches sont des blocs de plastique durs qui s'enfoncent sous la pression des doigts ce qui rend la frappe agréable. Ce clavier peut sembler assez dépouillé si on le compare, par exemple, à celui du ZX Spectrum où certaines touches ont jusqu'à six fonctions ! Pourtant, ces deux machines disposent de possibilités identiques ; la différence se situant au niveau du choix fait par le fabricant de l'Oric de ne pas utiliser de touches de mots clés. Ainsi, sur l'Oric vous devrez frapper P, R, I, N, T pour écrire le mot clé PRINT alors que, sur le ZX Spectrum, une seule touche vous permet de frapper PRINT. Nous verrons que les deux solutions se valent.

La face arrière de l'Oric regroupe un certain nombre de prises : une prise DIN 5 broches pour le câble péritélévision, une prise DIN 7 broches pour le magnétophone à cassettes, deux prises pour connecteur pour câble plat, l'une servant au raccordement d'extensions, l'autre permettant de brancher directement toute imprimante disposant d'une liaison Centronics. Une prise Cinch est également visible, elle ne sert à rien en France puisqu'elle véhicule des signaux TV aux normes PAL ; enfin, un jack permet le raccordement du bloc secteur à l'Oric. Comme tous ses homologues et concurrents, l'Oric 1 est un micro-ordinateur couleur graphique et sonore. Pour ce qui est de la couleur, il génère des signaux UHF aux normes PAL ; signaux qui ne peuvent donc être exploités que si vous disposez d'un récepteur multistandard ; mais il délivre aussi les signaux RVB et synchronisation qui peuvent être appliqués sur la prise péritélévision de tout téléviseur classique et c'est de cette façon que doit être utilisé l'Oric en France. Si votre récepteur TV ne dispose pas d'une telle prise (obligatoire depuis 1980), il vous faudra vous procurer un adaptateur UHF externe à l'Oric qui vous permettra de brancher celui-ci sur l'entrée antenne de votre récepteur mais la qualité de l'image obtenue sera évidemment moins bonne.



– *L'étrange prise péritélévision reliée à son bloc secteur.*

LES LIAISONS

Nous consacrons un paragraphe aux problèmes de raccordement car, dans le cas de l'Oric, un certain nombre de choses sont à signaler. Tout d'abord, il faut relier le bloc secteur principal (le plus gros) ; cela ne présente pas de difficulté ; il se branche dans le jack disposé en face arrière de l'Oric et s'enfiche ensuite dans une prise secteur. Vu sa taille et son poids, nous ne trouvons pas cette solution judicieuse ; en effet, si vos prises secteur sont un peu âgées, elles ne maintiendront ce bloc que mollement et il se débranchera à la moindre secousse. Comme quasiment tous les micros de cette catégorie, l'Oric ne dispose d'aucun interrupteur marche/arrêt et il faudra débran-

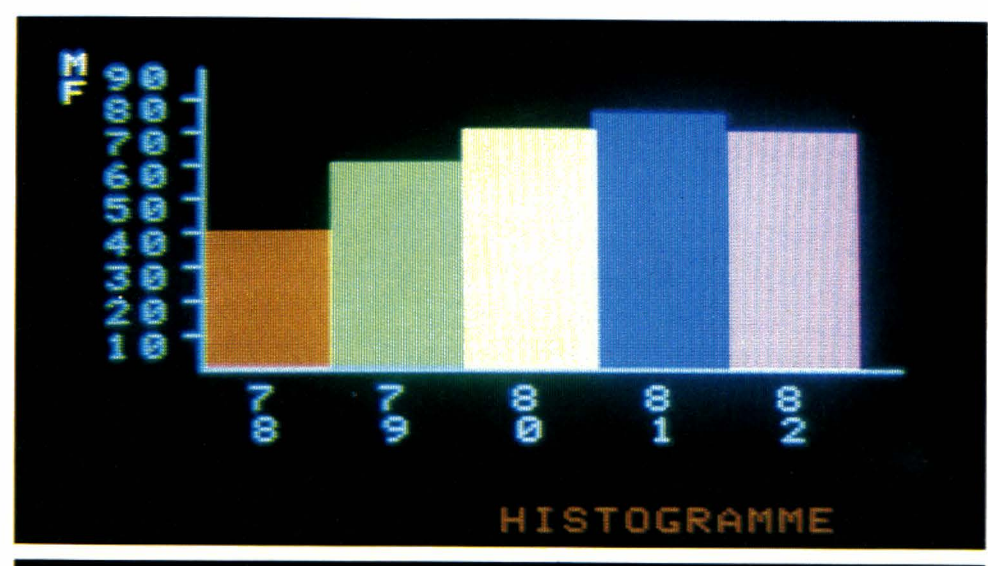


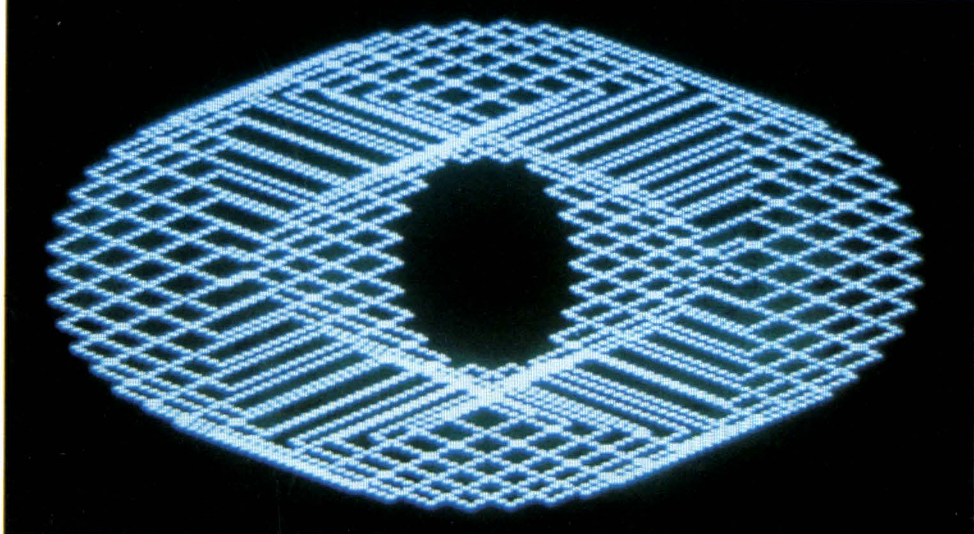
cher le bloc pour arrêter l'appareil. Cette lacune est cependant moins grave sur l'Oric que sur ses concurrents ; en effet, il dispose d'un poussoir de RESET (situé sous l'appareil et accessible difficilement, il est vrai) qui permet de reprendre le contrôle de la machine dans tous les cas lorsque votre programme s'est planté.

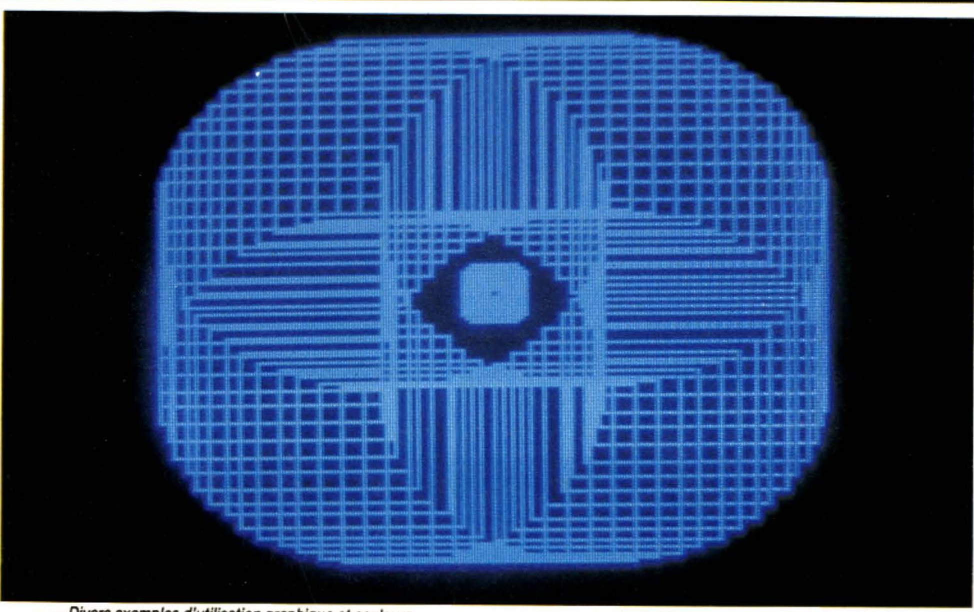
Le deuxième bloc secteur (le plus petit) est destiné à alimenter... la prise péritélévision. C'est normal et simple à comprendre, encore faudrait-il que le manuel de l'Oric l'explique ce qui n'est pas le cas. Ce n'est d'ailleurs pas plus le cas du livre « Guide de l'Oric » qui, lui justifie la présence de ce bloc par un galimatias stupide faisant preuve de la part de ses auteurs d'une rare incompétence ; ce bloc est en effet là « pour fournir un voltage indispensable pour annuler les ondes parasites sur le téléviseur » (sic). Soyons sérieux : la prise péritélévision de certains récepteurs TV (certains car la norme concernant cette prise peut être interprétée de deux façons différentes) nécessite du 12 V sur sa broche 8 pour commuter le récepteur en position péritélévision ; le petit bloc secteur de l'Oric et le jack émergeant de la prise péritélévision sont donc là pour ça. Vous pouvez d'ailleurs essayer la connexion sans ce bloc ; selon la marque de votre récepteur TV cela peut fonctionner. Pour ce qui est de la liaison Oric-magnétophone à cassettes nous avouons avoir été très déçus ; en effet, aucun câble n'est fourni et la prise utilisée pour ce raccordement est, de plus, une prise DIN à 7 broches ! Il va donc vous falloir réaliser un câble vous-même, ce qui ne serait pas compliqué si le manuel (ou le « Guide de l'Oric » cité ci-avant) ne faisaient une fois encore preuve d'une incompétence inadmissible en passant sous silence cette réalisation ; en cas de problème voyez votre revendeur...

Précisons, à la décharge de cette prise DIN 7 broches, qu'elle véhicule des informations très intéressantes telles que, en plus des entrées/sorties cassette, les sorties son du synthétiseur dont est équipé l'Oric et un contact de relais permettant une télécommande de votre magnétophone pour peu que vous sachiez réaliser le câble adéquat.

Une fois ces problèmes de connec-





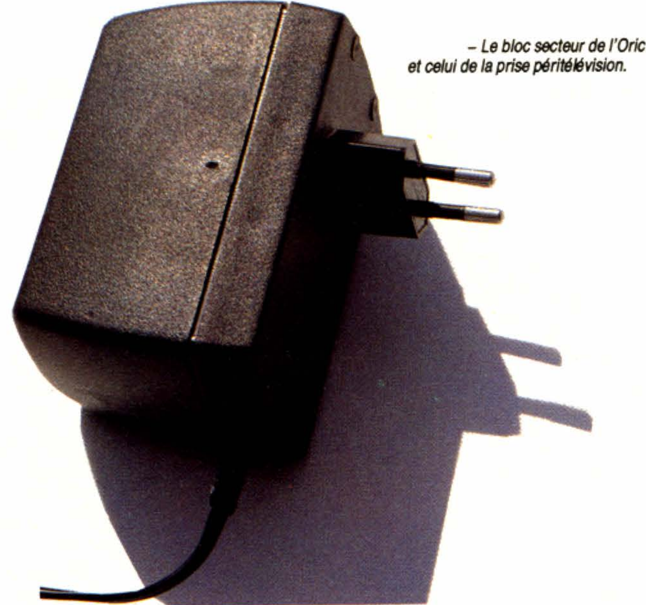


– Divers exemples d'utilisation graphique et couleurs.

tique résolus, l'Oric fonctionne du premier coup sans problème ni réglage ce qui est le propre des appareils connectés via la prise péritélévision.

LE LOGICIEL

Ainsi que nous l'avons dit, l'Oric est un micro-ordinateur sonore, graphique et couleurs. Comme tous ses homologues, il travaille en Basic au moyen d'un interpréteur résident. Ce Basic dispose de toutes les fonctions des Basics classiques sans exception et il est donc très facile d'utiliser sur l'Oric des programmes écrits pour d'autres machines tels ceux que l'on trouve dans des ouvrages du style « 101 Jeux en Basic » ou « 80 Programmes Basic pour TRS 80 » par exemple. Où cela devient vraiment intéressant c'est lorsque l'on examine les commandes Basic propres à l'Oric ; en effet, pour pouvoir exploiter les possibilités graphiques, couleurs et sonores de l'Oric, il a fallu ajouter des mots clés au Basic selon une pratique désormais courante. Il vous est ainsi possible de définir la couleur du fond de l'écran au moyen de PAPER, la couleur des caractères au moyen de INK, de tracer des vecteurs au moyen de DRAW, de tracer des cercles au moyen de CIRCLE, etc. Lorsque vous tracez des vecteurs, ceux-ci peuvent être en traits pleins ou en pointillés dont vous pouvez même définir le pas. L'écran peut être utilisé de deux façons, le mode basse résolution et un mode haute résolution permettant d'obtenir des graphiques assez fins.



– Le bloc secteur de l'Oric et celui de la prise péritélévision.

Le côté sonore n'a pas été oublié et fait même partie des charmes de l'Oric ; cet appareil est en effet équipé d'un véritable synthétiseur sonore à trois voies avec générateurs de bruit blanc et générateurs d'enveloppes. Tout cela permet de faire à peu près n'importe quel son d'autant que des instructions Basic ont été prévues pour vous aider. Vous pouvez faire de la musique bien sûr avec MUSIC qui vous laisse choisir le canal du synthétiseur (il y en a trois, rappelons-le) le numéro de l'octave choisie, le numéro de la note désirée dans l'octave et le volume sonore (mais oui !). Si vous avez le tempérament belliqueux, sachez que se trouvent à votre disposition ZAP (bruit de « pistolet galactique »), EXPLODE (bruit d'explosion), SHOOT (bruit de coup de feu très réaliste) et que, si cela ne vous suffit pas, il est possible de faire mieux en programmant vous-même le synthétiseur ce qui est assez facile après quelques essais de prise en mains.

Le langage machine n'a pas été oublié avec, en plus des instructions des Basics classiques, DEEK et DOKE qui sont des PEEK et POKE sur 16 bits ce qui est très utile lorsque l'on manipule des adresses.

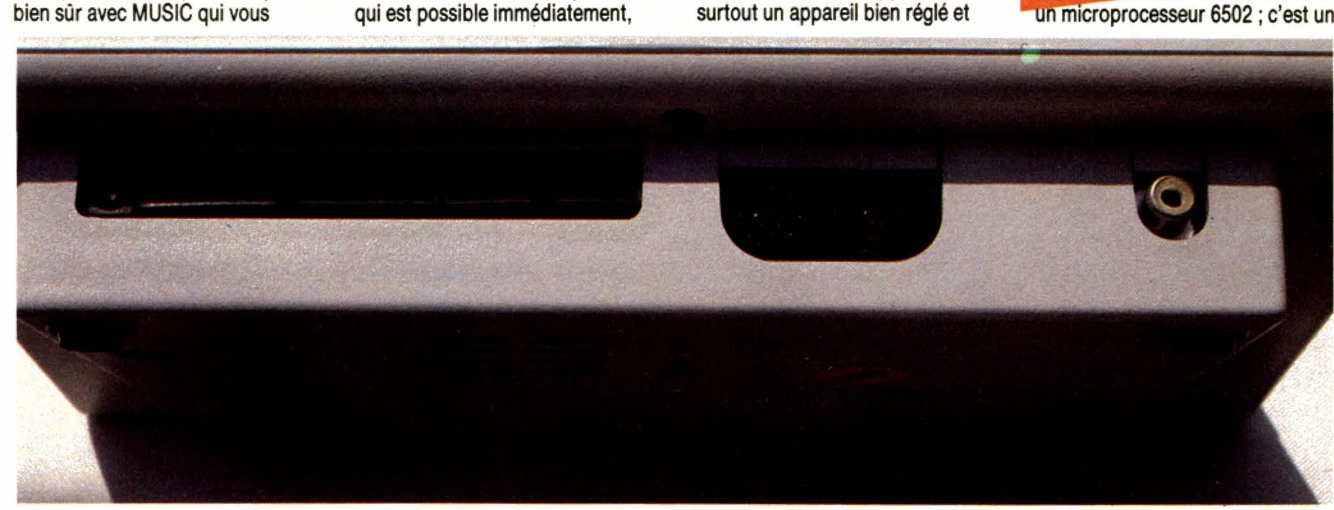
Pour l'utilisation d'une imprimante, qui est possible immédiatement, rappelons-le grâce à la présence d'une prise au standard Centronics, l'on dispose des classiques LLIST pour lister un programme et LPRINT pour y faire sortir des résultats.

En ce qui concerne le magnétophone à cassettes, le système utilisé pour la sauvegarde est très fiable bien qu'il n'ait rien d'original contrairement à ce qu'ont écrit certains auteurs qui n'ont même pas pris la peine de se documenter sur le sujet. Une idée est, par contre, originale ; l'Oric vous permet en effet de sauvegarder vos programmes sur cassettes à deux vitesses différentes : 300 bauds ou 2 400 bauds (30 ou 240 caractères par seconde). La deuxième solution est, bien sûr, plus rapide que la première mais nécessite de bonnes cassettes et un bon appareil (en fait surtout un appareil bien réglé et dont les têtes sont propres et bien azimutées) tandis que la solution 300 bauds vous assure d'une bonne sauvegarde même si vos cassettes ou votre appareil sont quelconques. Les programmes fournis sur cassettes pour l'Oric sont d'ailleurs tous enregistrés à 300 bauds.

En résumé nous pouvons affirmer que le Basic de l'Oric est très satisfaisant. Il est particulièrement bien adapté à la machine dont il permet d'exploiter facilement les possibilités étendues. Seul petit défaut, la notice de l'Oric qui manque un peu de détails au niveau de certaines instructions mais cela n'est pas bien méchant.

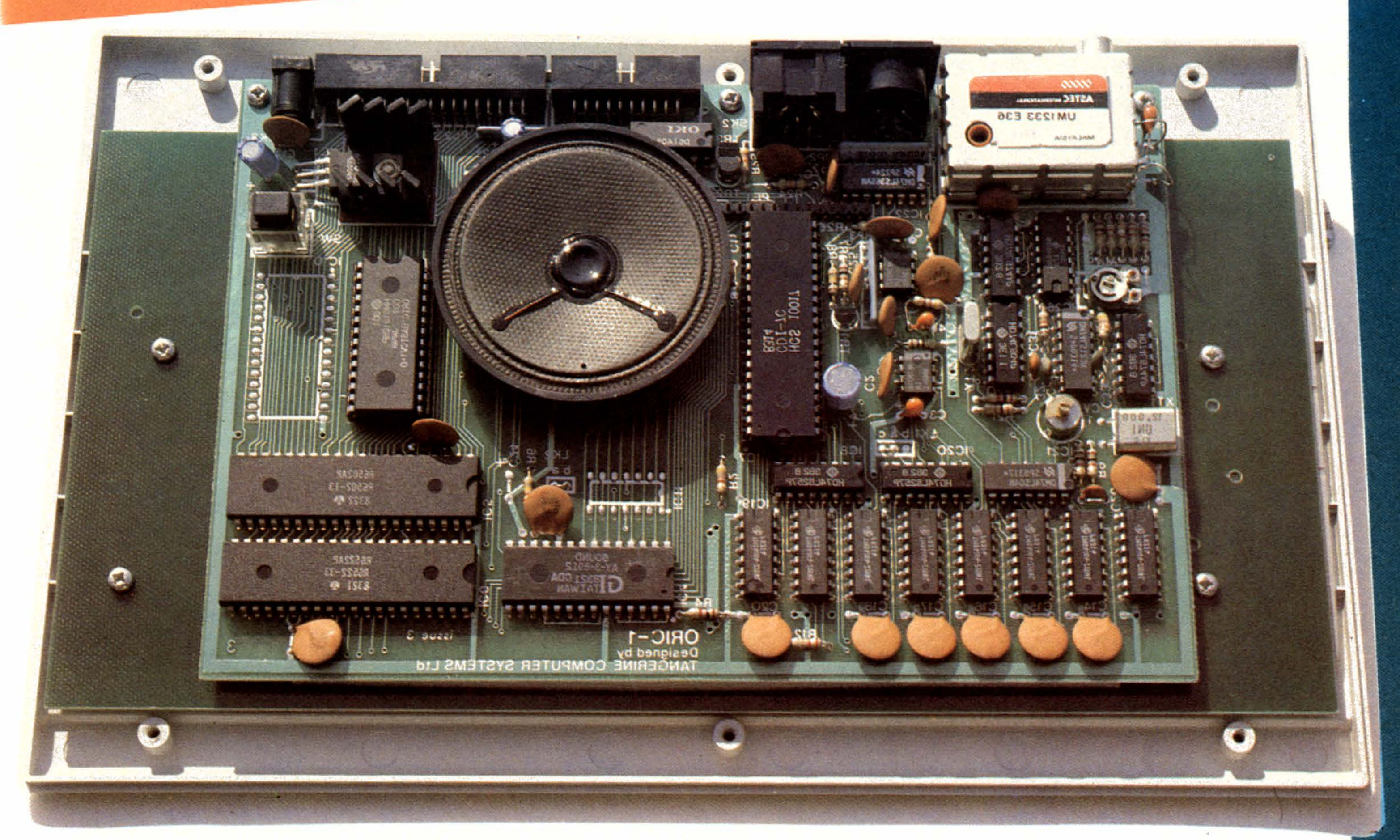
LE MATERIEL

L'Oric utilise comme unité centrale un microprocesseur 6502 ; c'est un



– Les prises disponibles en face arrière de l'Oric.

LE MICRO ORDINATEUR ORIC 1



– L'intérieur de l'Oric, la plus grande place est occupée par ... le haut-parleur !

micro 8 bits assez similaire au 6800 et dont les performances, si elles ne sont pas extraordinaires, sont ici très bien exploitées par un logiciel bien écrit. Une ROM programmable par masque contient ce logiciel tandis qu'un VIA (circuit d'interface série, parallèle et timer) assure l'interface avec le clavier. La RAM peut faire 16 K ou 48 K ; la version que nous avons eue entre les mains était un Oric 48 K et nous avons constaté que les boîtiers les plus récents étaient employés) RAM dynamique de 64 K bits par boîtier). Le synthétiseur sonore est un AY 3 8112 de Général Instruments dont les qualités ne sont plus à démontrer et l'ensemble des fonctions logiques d'adressage, de génération d'image et d'interface cassette est confié à un ULA (Uncommitted Logic Array) c'est-à-dire à un réseau logique programmable par masque qui, à lui tout seul, remplace plusieurs centaines de portes logiques classiques. Un véritable haut-parleur complète le tout ce qui permet de bien apprécier le synthétiseur ; de plus, celui-ci sort sur la prise DIN 7 broches ce qui vous permet un raccordement éventuel à votre chaîne Hi-Fi
L'alimentation est scindée en deux parties ; le gros bloc secteur contient un transformateur, un redresseur et un chimique de filtrage, la régulation étant assurée dans l'Oric au moyen d'un classique régulateur intégré 5 V.
La réalisation est d'une propreté exemplaire et nous connaissons des matériels professionnels qui pourraient rougir de honte comparés à l'Oric. Tout est implanté sur un circuit imprimé principal, y compris les prises d'entrées/sorties ce qui tendrait à prouver que l'Oric a été conçu dès le départ en pensant à l'option prise péritélévision ce qui est une très bonne chose. Aucune critique à faire donc au niveau de la réalisation si ce n'est que nous avons trouvé le radiateur du régulateur 5 V un peu petit. Un fonctionnement intensif de l'Oric cet été n'a cependant pas réussi à le mettre en défaut.

L'AVENIR

Si les débuts de l'Oric ont été assez timides en France, cette période est bel et bien terminée et il ne se passe pas de semaine sans qu'un nouveau logiciel soit annoncé. Pour l'instant, l'on trouve surtout des jeux mais dans un proche avenir cette panoplie devrait se diversifier.
Côté matériel il y a peu de choses spécifiquement Oric ; en effet l'appareil contient presque tout ce dont vous avez besoin. Même si vous pouvez connecter n'importe quelle imprimante, une imprimante « spécial Oric » est annoncée et sera disponible au moment où vous lirez ces lignes ; elle permet de profiter des possibilités graphiques et couleurs de l'Oric ce qui n'est pas inintéressant loin de là ; de plus son prix est très attractif.
Toujours côté matériel, des lecteurs de disquettes arrivent. Le format retenu est celui de 3 pouces qui autorise des performances comparables à celles des lecteurs de disquettes 5 pouces 1/4 et 8 pouces. Muni de ces accessoires, votre Oric peut lutter contre des appareils beaucoup plus volumineux et beaucoup plus coûteux ; ce n'est ni un miracle ni du génie ; c'est tout simplement dû aux possibilités d'intégration sans cesse grandissantes.

CONCLUSION

Hormis les petites critiques faites à propos des raccordements et à propos de l'absence des câbles pour magnétophone à cassettes nous avons beaucoup apprécié l'Oric. C'est un appareil complet, performant, bien conçu et, ce qui est très important, bien réalisé. Si les logiciels suivent, l'Oric est promis à un brillant avenir car, à notre avis, il se classe sans problème en tête des matériels de sa catégorie. Que vous soyez débutant ou amateur confirmé, vous devriez être satisfait de l'Oric qui, sous une apparence banale, cache des grandes possibilités.

C. TAVERNIER

NUMERIQUE :

L'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE PERPENDICULAIRE

1983 a vu, à la fois, l'explosion des techniques numériques en audio avec la commercialisation du « compact disc » et l'apparition de ces mêmes techniques en télévision, les récepteurs TVC commençant à être dotés de convertisseurs analogiques/numériques afin de permettre un traitement des signaux sous forme numérique, ce qui simplifie la configuration interne des téléviseurs, de meilleures performances et un allègement des prix de revient. Bien sûr, nous n'en sommes pas encore à une TV entièrement numérique, et les signaux reçus le sont toujours sous la forme habituelle, mais, comme on pourra le lire par ailleurs, les temps ne sont plus loin où, grâce aux satellites, on pourra recevoir soit directement soit par câble des émissions codées dès l'émission.

Parallèlement, on commence à envisager l'enregistrement magnétique des images sous forme numérique, ce qui ne va pas sans poser quelques problèmes au niveau de la densité d'enregistrement (le standard international 4/2/2 actuellement retenu exige un débit d'information de 216 Mbits/seconde, ce qui, pour le moment, nécessite d'envisager l'addition de trois ou quatre pistes enregistrant simultanément à des débits de 72 Mbits/ seconde ou de 54 Mbits/ seconde pour chacune d'elles). Pour venir à bout de ces difficultés, il a été imaginé un nouveau type d'enregistrement magnétique, l'enregistrement perpendiculaire, qui permet d'accroître de façon spectaculaire la densité d'enregistrement. L'information ci-après a la firme japonaise TDK pour origine.

Alors que dans l'enregistrement magnétique longitudinal conventionnel les particules aciculaires sont orientées, grâce au flux magnétique produit par la tête d'enregistrement, dans le sens de défilement de la bande ou en sens inverse (fig. 1), alors que, dans l'enregistrement perpendiculaire, ces mêmes dipoles s'orientent normalement à la couche magnétique de la surface vers le support isolant ou inversement (fig. 2),

En fait, dans la nouvelle bande proposée par TDK, nous avons une double couche matériaux magnétiques :

– La couche superficielle, à base de CoCr, dans laquelle les dipoles s'orientent, effectivement, perpendiculaires à la couche.

– La couche profonde, à base de Fe-Ni, matériau magnétique doux ne présentant pas de microstructure à la différence de la précédente et agissant sur celle-ci comme une couche à haute perméabilité magnétique ; ce qui, avec la configuration adoptée pour la tête d'enregistrement – qui se subdivise en deux parties, situées de part et d'autre de la bande –, donne aux lignes d'induction magnétique la forme d'un fer à cheval, ce qui permet de stabiliser l'aimantation de la couche supérieure dans le sens perpendiculaire.

Le système d'enregistrement perpendiculaire de TDK peut utiliser des têtes d'enregistrement et de lecture conventionnelles et donc toriques, une tête d'enregistrement torique et une tête de lecture « perpendiculaire », ou encore des têtes d'enregistrement et de lecture, toutes deux « perpendiculaires ». Grâce à la configuration physique de la tête « perpendiculaire », un des problèmes majeurs de l'enregistrement longitudinal sans la couche Fe-Ni était l'auto-désaimantation du signal enregistré à cause du faible espacement des champs magnétiques d'enregistrement. La forme en fer à cheval donnée à ceux-ci avec le système à deux couches augmente l'aimantation rémanente et, par là même, la sensibilité de la tête.

Le système d'enregistrement perpendiculaire de TDK permet de porter

NUMERIQUE : L'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE PERPENDICULAIRE

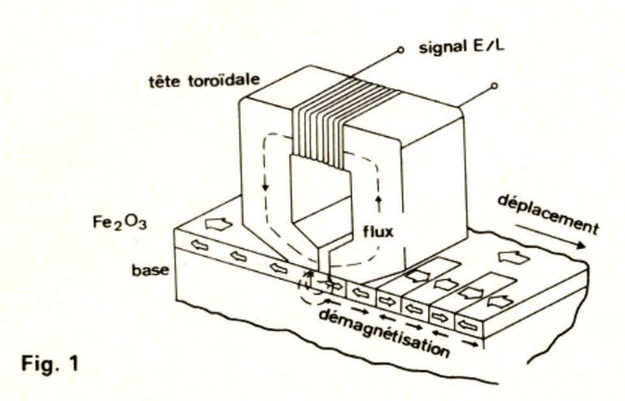


Fig. 1

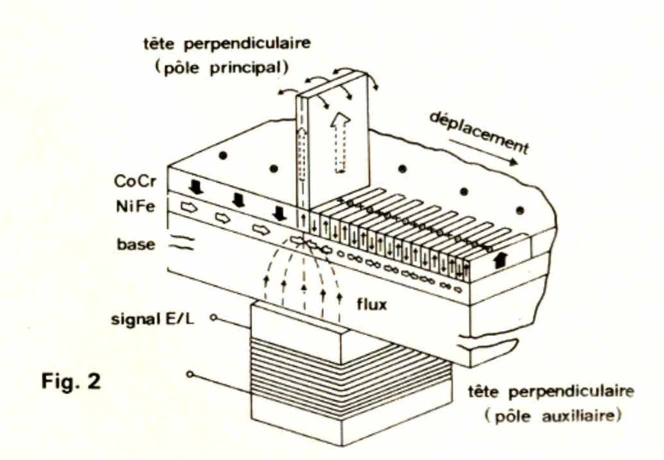


Fig. 2

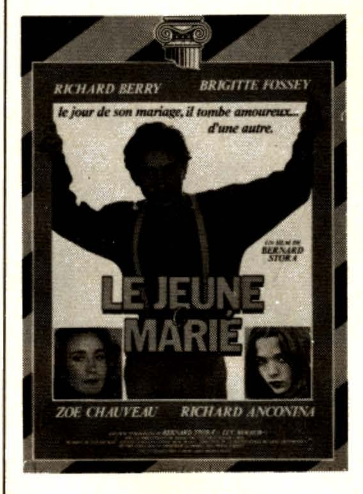
la densité des enregistremens numériques à 200 Kbits/inches contre 6 à 8 Kbits/inches pour l'enregistrement longitudinal, d'après ce qu'annonce TDK (habituellement, les chiffres sont donnés en bits/(inches)[2] quand il s'agit de densité d'enregistrement sur bande, alors que les Kbits/inches sont plus souvent utilisés quand ils concernent la largeur d'une piste qui peut être aussi celle du « sillon » d'un disque informatique ; le communiqué de TDK ne nous apporte aucune information à ce sujet, ce qui n'est pas, en définitive, d'une grande importance), ce qui représente un gain de l'ordre de 30 pour le nouveau procédé.

TDK ajoute que ce nouveau mode d'enregistrement à haute densité est un de ceux que ses ingénieurs ont actuellement à l'essai, mais que la commercialisation de ceux-ci est liée à la fois et au « hard » et au « soft »... ce qui peut s'appliquer, entre autres, à la vidéo et à un vidéodisque enregistrable et effaçable...

Ch. P.

Vidéo PROGRAMMES

Le jeune marié



Réalisation : *Bernard STORA*
Interprètes : *Richard Berry, Brigitte FOSSEY, Zoé CHAUVEAU*
Distribution : *Proserpine*

C'est l'histoire d'un garçon qui tombe amoureux le soir de ses noces. Et la femme dont il s'éprend n'est pas la femme qu'il a épousée. C'est l'histoire de Billy et de Nina.
C'est l'histoire de Viviane.
Dans une ville du midi de la France, Hyères ou Toulon.
Billy travaille sur un chantier au bord de la mer. Il fréquente Nina depuis six mois. Ils s'entendent bien. Alors pourquoi attendre ? Ils se marient, on fait une fête.
Le soir, Billy raccompagne les invités. Au retour, l'ascenseur est en panne. Il remonte chez lui par l'escalier. L'immeuble est neuf, on ne s'y retrouve pas bien. Billy se trompe d'étage.
C'est comme ça qu'il rencontre Viviane et, du moment où il la voit, il sait qu'il l'aime.
Maintenant tout est changé. C'est comme si le monde éclatait en mille mondes ; c'est comme si la plus petite de ses pensées devenait grave et forte ; c'est comme si chaque pas méritait réflexion.
Le film raconte cette histoire-là.

La technique digitale



dans le secteur de l'électronique grand public

Photo A. – Le numérique remplacera peu à peu l'analogique (photo Philips).

* Texte de la conférence donnée dans le cadre du Funkausstellung 83 de Berlin, par Günter Kroll, ingénieur, porte-parole de la commission technique du Fachverband Unterhaltungselektronik (Fédération professionnelle de l'électronique grand public) au sein du ZVEI (Union centrale de l'industrie électrotechnique).

TECHNIQUE DIGITALE

La technique digitale dans l'électronique grand public

Il y eut, au cours des années passées, un grand nombre de domaines dans lesquels la technique digitale fut appliquée aux appareils d'électronique grand public. Rendue possible par des circuits modernes hautement intégrés, la technique digitale a apporté des avantages au niveau du service, des performances et de la production. La qualité fut améliorée et les prix restèrent malgré tout stables pour le consommateur, accusant même une tendance vers le bas.

La technique digitale a permis l'apparition de systèmes de réglage apportant le confort d'utilisation. La télécommande des récepteurs de télévision devint un « élément courant des possibilités techniques ». Les premiers essais de transmission de textes – le « Videotext » (vidéotex diffusé) par la télévision, le « Bildschirmtext » (vidéotex interactif) par la ligne téléphonique – se sont déroulés avec succès. Les jeux vidéo ont atteint des ventes record et le « home computer » s'est ensuite introduit dans les foyers allemands.

Il a déjà été mentionné, dans le passé, que les années 1980 bouleverseraient l'industrie de l'électronique grand public par le passage de la technique analogique à la technique digitale. Le Salon international du son et de la vidéo Berlin 1983 révèle nettement une telle mutation.

Dans le domaine de la télévision, le développement en vue du traitement digital total des signaux a déjà commencé. Dans le domaine des techniques audio, l'introduction du « compatc disc » a amené une nouvelle dimension pour une reproduction musicale fidèle à la réalité (fig. 1).

La technique actuelle des systèmes de réglage commandés par microprocesseurs est complétée par la commande digitale des magnétocassettes. Pour le traitement des signaux digitaux d'un disque compact et d'autres sources digitales basse fréquence, des audioprocesseurs appropriés ont été mis au point, permettant d'effectuer uniquement dans la plage digitale tous les processus de réglage – également ceux des courbes caractéristiques de filtre.

Nous voyons comment l'introduction de cette nouvelle technique a également suscité des développements dans d'autres domaines. La dynamique et le rapport signal/bruit des amplificateurs sont également soumis à de plus grandes exigences que par le passé et, notamment, le développement des haut-parleurs a acquis de nouvelles impulsions grâce à l'introduction du « compact disc », pour ce qui concerne et le comportement transitoire et la linéarité de la courbe de réponse en fréquence.

L'étape suivante du développement est l'introduction d'un système d'identification des émetteurs dans la plage radiophonique FM. Des essais avec des signaux pour l'identification des programmes (PI) sont déjà réalisés depuis des années. Mais il n'est visiblement pas simple de concevoir un signal de façon à ce qu'il ne perturbe aucunement le signal utile, compte tenu des exigences élevées de qualité quant à la suppression des parasites en radio FM. A la suite des dernières expériences, la compatibilité avec les signaux d'identification ARI a été toutefois également atteinte et l'on pourra – espérons-le – bientôt

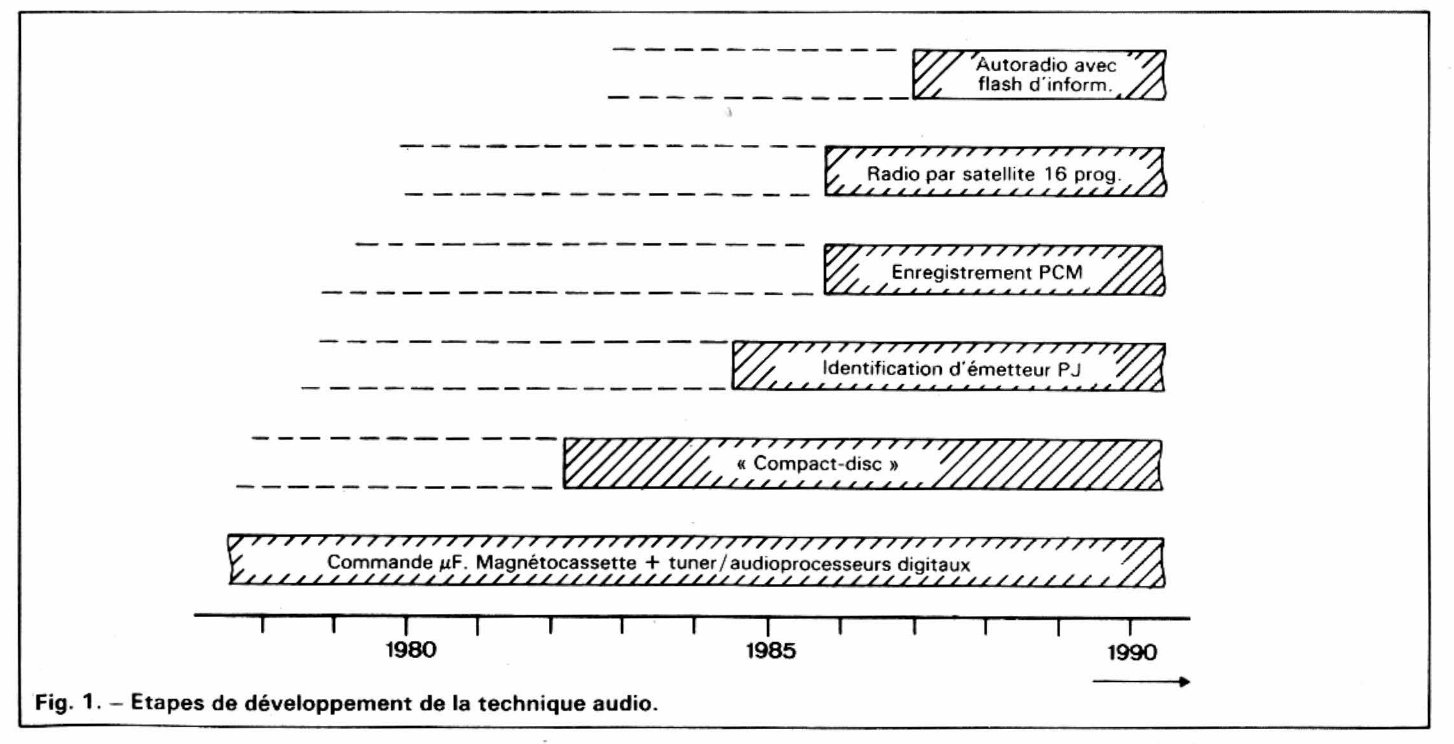


Fig. 1. – Etapes de développement de la technique audio.

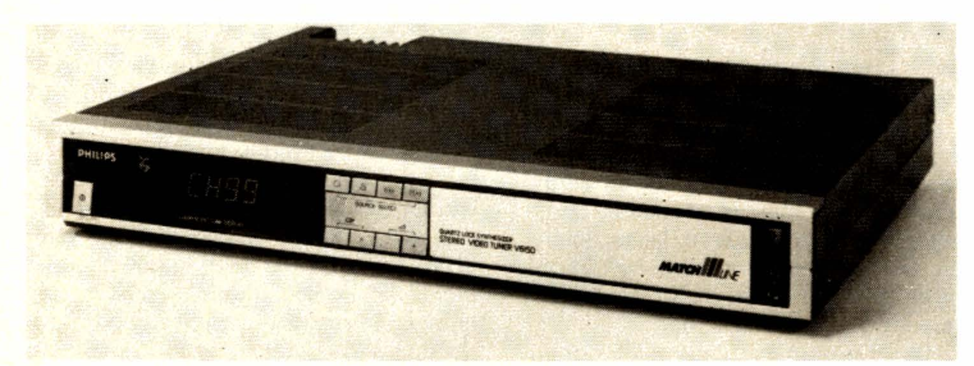


Photo B. – Le syntoniseur Philips vidéo stéréo V 6150 : 90 programmes.

aboutir à l'introduction de ce système. L'un des avantages est la possibilité d'une indication automatique en langage clair de la série d'émetteurs par le système d'identification des postes offerts pour la réception FM. L'autoradio passera automatiquement sur l'émetteur le plus favorable de la chaîne de programmes captés lorsque la réception est soumise à des fluctuations.

L'introduction du « compact disc » avec sa qualité de reproduction dépassant tout ce que l'on avait pu espérer, le souhait d'acquérir son propre appareil d'enregistrement avec des caractéristiques de qualité correspondantes se font, bien entendu, de plus en plus sentir. Il existe des travaux préparatoires et des développements pour une technique d'enregistrement PCM-audio qui sera plus simple et moins coûteuse que le système d'enregistrement PCM connu pour la vidéo. On ne peut ici qu'exprimer avec insistance le souhait qu'un réel standard mondial puisse être conclu, comme cela fut possible à l'époque lors de l'introduction de la cassette compacte.

Du côté allemand, un canal de télévision pour la transmission de seize programmes stéréo de haute qualité sera utilisé avec le démarrage des satellites de retransmission directe de radio et de télévision à l'automne 1985.

Dans le canal de télévision, une gamme de 32 canaux basse fréquence à codage digital – 14 bits, linéaires avec une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz – sera ainsi transmise. Des codes d'erreur adéquats assureront que, même dans les conditions de réception difficiles, il n'y ait pas plus d'une erreur par heure qui soit audible.

Fig. 2. – Développement technique et production des TVC.

Etant donné que l'intensité de champ du satellite est telle que suffisamment de signaux analogiques puissent être transmis sans souffle, il est compréhensible que la transmission de signaux digitalement codés couvre une zone de réception sensiblement plus grande que ce qui avait été originellement prévu – comme les choses se présentent, ces émissions pourront être correctement captées avec une antenne parabolique de 90 cm du centre de l'Italie à la Norvège.

Grâce au codage digital, le tuner reste réglé en permanence dans la partie HF sur le canal de satellite ou dans la gamme 118 MHz ± 7 MHz utilisée dans les installations par câble.

Les seize programmes stéréo seront sélectionnés au moyen du processeur digital et seront obtenus par un commutateur-sélecteur ou des touches. Et il est presque évident qu'une identification des émetteurs en langage clair et d'autres informations utiles pourront être également transmises.

Dernier point, mais non le moindre : il convient en outre de signaler que les développements en cours dans le domaine des récepteurs auto permettront d'obtenir des communiqués directs par la radio, précisés par un ordinateur incorporé relatif au plan de la ville dans laquelle circule le conducteur. On ne pourra ainsi presque plus « s'égarer » dans des cités inconnues et, le guidage se faisant acoustiquement, le chauffeur n'est pas distrait dans sa conduite. Nous arrêterons ici ce rapport sur l'activité audio en faisant remarquer que cet aperçu n'a aucunement la prétention d'être complet.

Si l'on passe à la technique télévisée, nous voyons (fig. 2) que la production industrielle des récepteurs de télévision couleur se maintient à un niveau élevé. Nous nous trouvons confrontés aujourd'hui au défi de créer des possibilités de vente accrues grâce à de nouveaux moyens d'utilisation, des extensions et d'autres éléments, ou encore d'accroître la valeur ajoutée par des produits appropriés. La quantité d'innovations devant être bientôt introduites dans la technique télévisée est encore plus grande que dans le domaine audio (fig. 3).

Le microprocesseur a été également introduit de façon intensive dans la technique télévisée au cours des dernières années. La télécommande à infrarouge (jusqu'à 90 programmes présélectionnables) fait maintenant partie des possibilités techniques courantes. Malgré ces améliorations et les coûts de main-d'œuvre et de production accrus, les prix des téléviseurs couleur n'ont pas augmenté, et

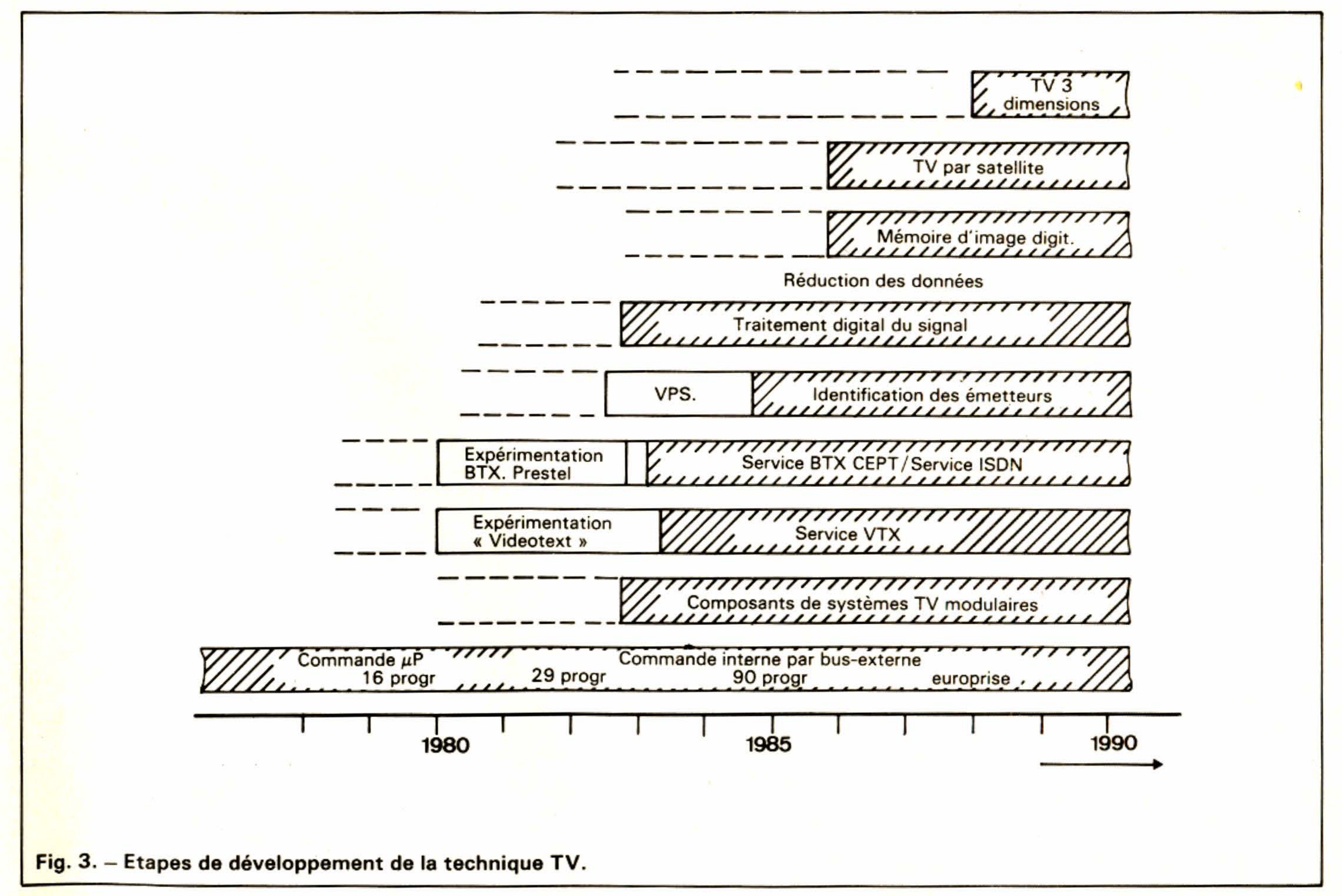


Fig. 3. – Etapes de développement de la technique TV.

la figure 4 montre clairement une telle évolution grâce à la comparaison des prix pour un système de réglage mécanique à douze sélections et des solutions μP digitales offrant un choix de programmation de 90 chaînes.

La commande des modules dans l'appareil de télévision s'effectue au moyen d'un bus (par exemple, I²C) pour réduire ainsi le nombre des liaisons et accroître la fiabilité.

Il existe des tentatives de standardisation pour une prise péritélévision ou une europrise AV afin de parvenir aussi à une technique de liaison uniforme également entre différents appareils vidéo, de telle sorte qu'une commande par bus soit ensuite possible sur plusieurs éléments (fig. 5).

Le Salon international du son et de la vidéo Berlin 1983 montre sur une plus grande échelle la division en composants systématiques des téléviseurs conventionnels, subissant une

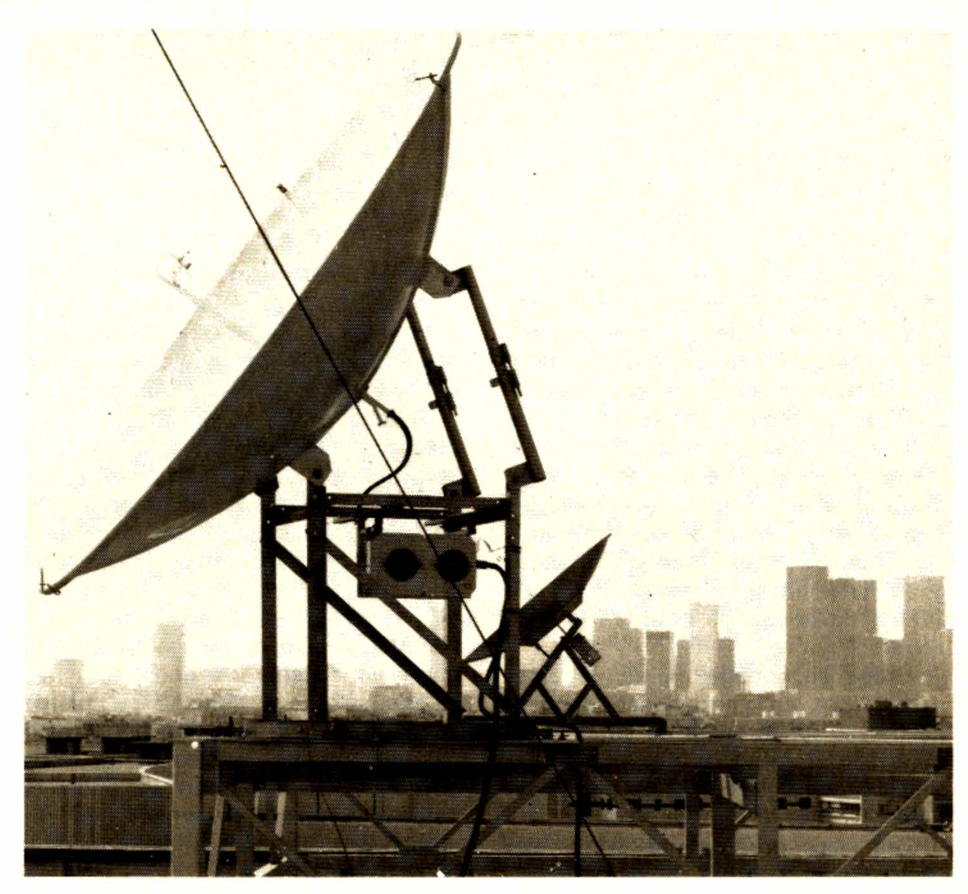


Photo C. – Réception des satellites : antennes paraboliques installées sur le toit de l'hôtel Méridien à Paris.

prix
100%
75%
50%
25%
MSI-Logic
16 prog.
TMS1000
16 prog
8049
29 prog
8049
90 prog
84XX
mécanique 12 programmes
1976
1978
1980
1982
1984 ⟶ année

Fig. 4. – Evolution des prix (systèmes de réglage à μP).

évolution semblable à celle qui s'est déjà produite avec le matériel HiFi il y a quelques années.

Les multiples possibilités des nouvelles techniques soutiennent une telle évolution ; car il est relativement simple de placer ultérieurement à côté d'un tuner de télévision un tuner de satellite ou un magnétoscope adapté, par exemple, un lecteur de vidéodisques ou un décodeur de Bildschirmtext (vidéotex interactif). Les améliorations dans le traitement du signal, l'introduction de mémoires d'images seront également facilitées par une structure de système modulaire.

Après des années de préparation, le Salon international du son et de la vidéo Berlin 1983 servira également de cadre aux débuts du service de Bildschirmtext selon le nouveau standard CEPT. A la suite de difficultés dans l'aménagement des centrales de Bildschirmtext, le démarrage généralisé sur l'ensemble du territoire de la République fédérale d'Allemagne de cette technique est reporté au mois de mai 1984. Mais le nombre des appareils présentés au sein de ce salon et la présence des constructeurs dans ce domaine nous révèlent que la branche place de grands espoirs dans ce nouveau média. Durant la seconde moitié des années 1980 il sera possible, grâce à l'introduction du Bigfon ou l'ISDN (Integriertes Service-Digital-Netzwerk : réseau intégré de service digital) de mettre à disposition des signaux de données de 2 × 64 Kbits/s sur la ligne téléphonique normale. Le Bildschirmtext (vidéotex interactif) pourra encore ultérieurement s'améliorer de telle sorte que des images puissent être transmises rapidement et avec une excellente qualité, au moyen des lignes téléphoniques existantes, et que d'autres services deviennent intéressants à des coûts acceptables, également pour le consommateur « normal ».

En ce qui concerne le Videotext (vidéotex diffusé), le service expérimental est prolongé d'une année supplémentaire. Les stations de radio et de télévision ont souligné que le standard actuel continuera d'être émis au terme de l'expérimentation. Il existe un espoir justifié que le service de vidéotext devienne, l'an prochain, un service régulier – l'industrie pourra, grâce à l'utilisation de nouveaux circuits hautement intégrés, maintenir les prix pour des téléviseurs avec décodeurs incorporés, voire même les baisser.

VPS est l'abréviation de « Video-Programm-System ». Sous cette désignation démarre à Berlin, avec les stations de radio et de télévision, un ser-

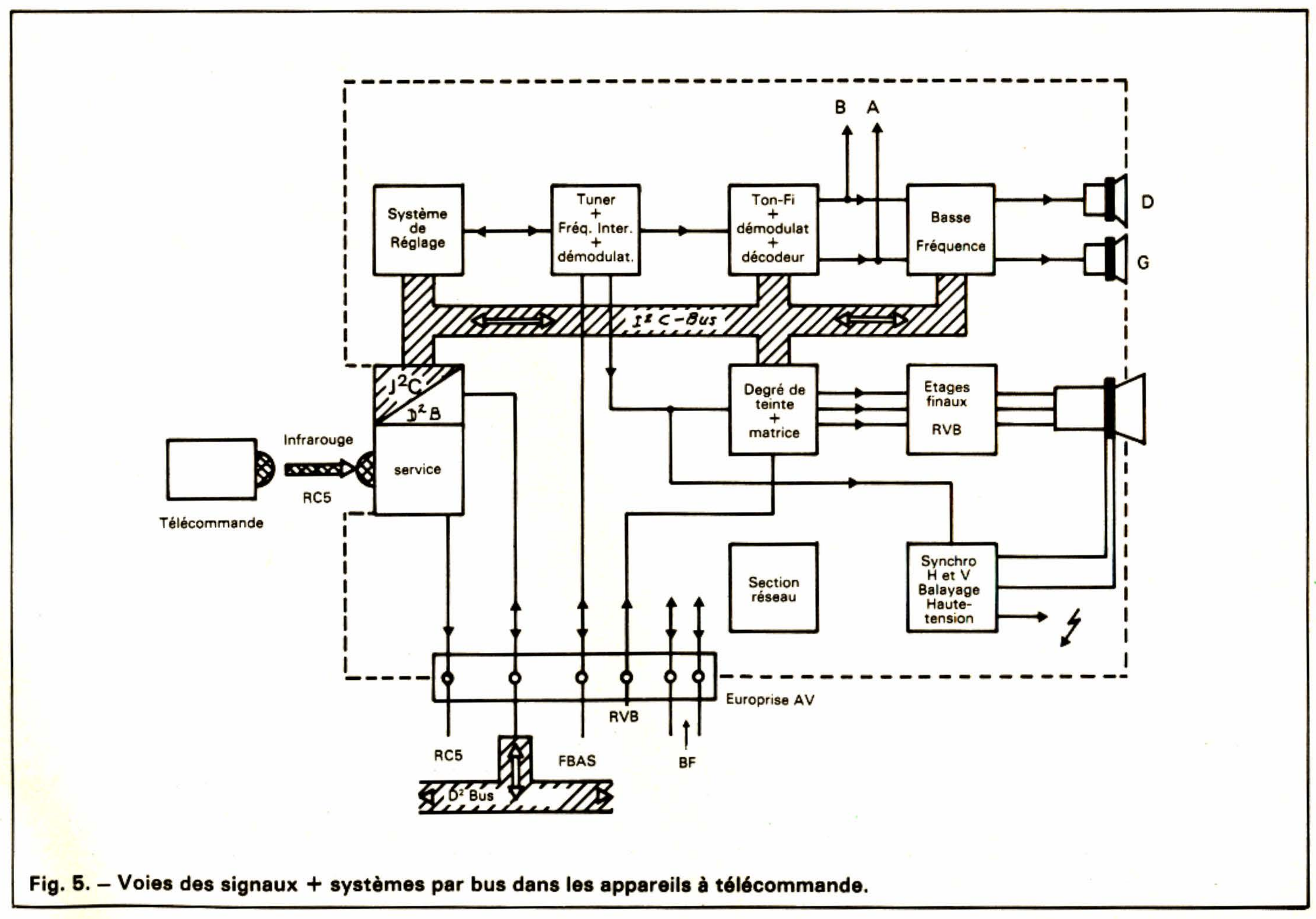


Fig. 5. – Voies des signaux + systèmes par bus dans les appareils à télécommande.

vice expérimental avec un signal d'identification dans la ligne de données 16 du signal télévisé (fig. 6-7).

Cette identification dans le « mot » de la ligne de données contient sous une forme digitale des indications sur le jour, l'heure, la nationalité et la source du programme. Un magnétoscope peut, en exploitant le signal d'identification, enregistrer de façon totalement synchrone l'émission désirée. La programmation s'effectue soit grâce à un nombre supplémentaire de quatre chiffres lors de l'indication du programme, soit par le balayage d'un code de traits dans le journal avec une pointe de lecture électronique appropriée.

Mais la technique digitale va encore plus loin, les informations pour la programmation du magnétoscope pourront également dans un proche avenir être obtenues au moyen des tableaux de Videotext.

Une innovation importante de cette année est le traitement digital du signal, introduit par diverses firmes dans les récepteurs de télévision. Le délai d'introduction de cette technique fait l'objet de prévisions variables selon les sociétés. Certaines démarrent immédiatement, les autres attendent que d'autres possibilités soient données au consommateur avec la mémoire digitale d'images. Pour une partie des récepteurs de télévision couleur, on utilisera toujours, au cours des prochaines années, la technique analogique ; car de nouvelles solutions pour lesquelles deux ou trois circuits analogiques intégrés suffisent, offrent encore une possibilité économique pour les appareils simples.

Les avantages du traitement digital du signal dans le récepteur de télévision couleur, en relation avec l'introduction ultérieure de la mémoire digitale d'images, sont regroupés dans le tableau 1. Ce tableau montre que notamment la technique de mémorisation des images offre de grands avantages pour l'avenir. Pour ce qui concerne les récepteurs de télévision actuellement présentés avec un traitement digital des signaux, il est souligné que l'adjonction d'éléments complémentaires, tels que le décodeur de Videotext ou les décodeurs multistandards, peut être résolue économiquement.

Le traitement digital du signal est une étape revêtant une haute importance pour le développement futur des récepteurs de télévision ; car, en relation avec ces premiers pas de la digitalisation du traitement du signal, l'on peut s'efforcer d'obtenir une réduction des données des signaux télévisés digitaux qui ont une importance essentielle pour la mémorisation digitale de l'image et la technique d'enregistrement vidéo.

La figure 8 montre le développement des capacités des mémoires à semi-conducteurs intégrés. Une introduction généralisée des mémoires d'images ne pourra quasiment pas s'effectuer avant 1986.

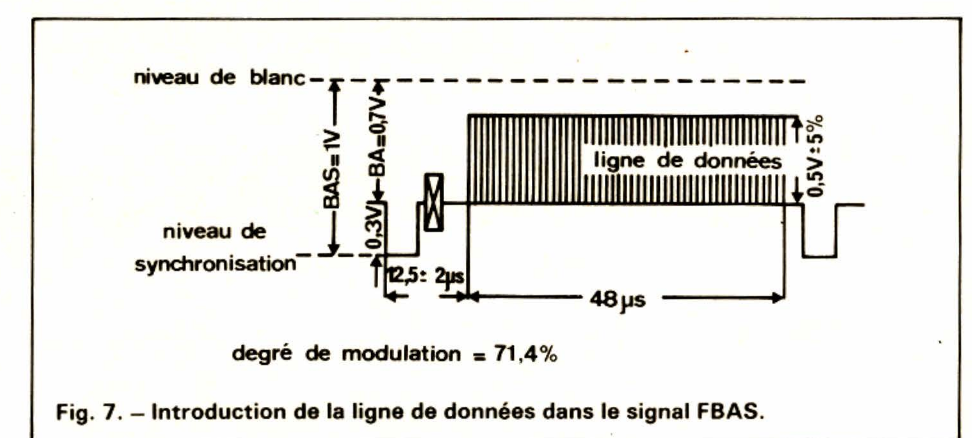


Fig. 7. – Introduction de la ligne de données dans le signal FBAS.

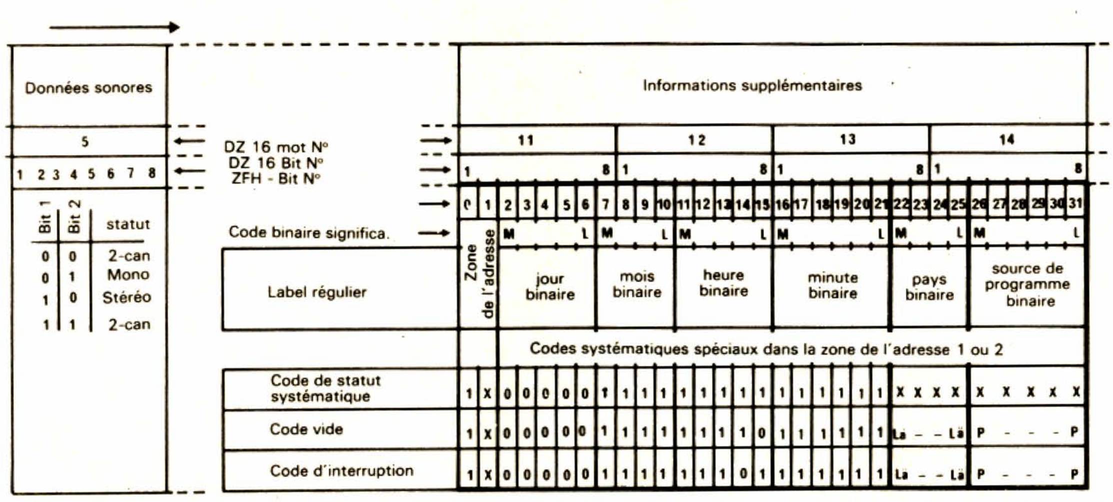


Fig. 6. – Format de données des informations supplémentaires dans la ligne de données 16.

Récepteur de télévision couleur digital

- **Développement**
Davantage de software – coopération plus étroite et en partie déplacement vers les constructeurs de circuits intégrés.
- **Production**
Un moindre coût de main d'œuvre – alignement par programme automatique – mémorisé dans le processeur du châssis.
Fabrication en Europe encore possible.
- **Prix**
Le prix de l'appareil standard se maintient – des éléments tels que le vidéotex, la mémoire d'image, l'arrêt sur l'image peuvent être plus aisément introduits – prix favorable pour des appareils avec éléments supplémentaires.
- **Innovation**
Mémoire d'images totale → pas de scintillement suppression du souffle.
Correction de l'ouverture → image plus nette
Mémoire programmable → arrêt sur image, agrandissement (zoom), suppression de l'écho.
- **Service**
Circuits à processeurs avec autovérification facilitant le diagnostic.
- **Fiabilité**
Moins de composants – les mêmes techniques de base. La fiabilité s'accroît.

TABLEAU 1

Un autre thème du Salon international du son et de la vidéo Berlin 1983 est l'utilisation des canaux de satellites de télévision. Lors de la WARC 77, les canaux de télévision pour des satellites de transmission directe ont été fixés pour les régions 1 et 3. Il est prévu pour l'Allemagne de placer en orbite les satellites en 1985, ce qui rendra possible la retransmission directe vers d'autres zones au moyen de ces satellites. La France envisage également de placer en orbite un satellite en 1985, et l'Angleterre en 1986.

L'Union des stations européennes de radiodiffusion-télévision (UER) a fourni le système « C-MAC-Packet » en tant que proposition pour une norme uniforme de satellites en Europe, au CCIR. Pour l'industrie, la poste et les usagers des installations de distribution par câbles, il convient à présent de s'assurer encore que la

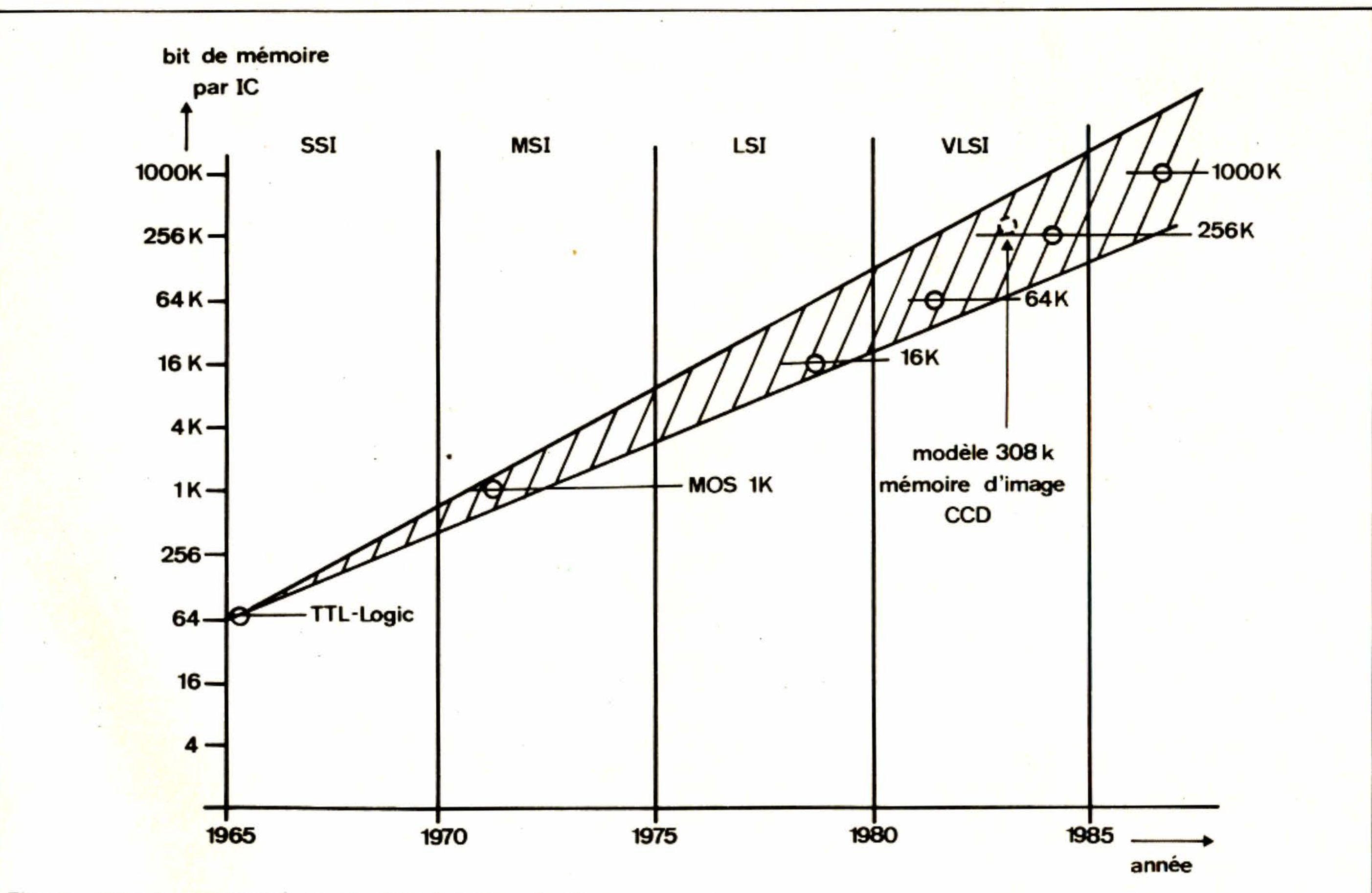


Fig. 8. – Développement des capacités de mémorisation.

norme pour ces installations de distribution sera uniformément fixée pour l'Europe et que les différences entre la norme de distribution par câble et celle de la transmission satellite/terre soient minimisées. D'une part, environ 14 MHz sont nécessaires pour la transmission du contenu global d'un signal « C-MAC-Packet » (transparence), mais une conversion en PAL ou SECAM devra certainement encore être effectuée pour des récepteurs existants. Trois canaux de distribution normaux seront ainsi placés dans les installations par câbles pour un programme supplémentaire de satellite.

Pour les récepteurs de télévision, l'extension de la plage de réception par les canaux spéciaux existants (300 MHz) jusqu'à 470 MHz fait l'objet d'une discussion.

En ce qui concerne les étapes de développement, il convient de mentionner tout d'abord la technique des récepteurs de télévision couleur à trois dimensions. Les premiers éléments de départ existent à l'aide de lunettes anaglyphes colorées, offrant une simulation de l'impression spatiale de l'image de télévision normale. Ceci ne constitue que des premiers pas et une indication qu'un tel développement n'est pas stoppé.

La station NDR présenta au Salon international du son et de la vidéo Berlin 1983 des images stéréo en grande projection à l'aide de la vision laser, qui reproduit une image par un filtre de polarisation, suscitant une authentique sensation d'images spatiales lorsqu'elle est visionnée avec des lunettes de polarisation.

On ne peut encore savoir aujourd'hui dans quelle mesure à la fin des années 1980 une télévision à trois dimensions pourra être en service sous cette forme ou sous une autre.

Il est certain qu'une multitude de stimulations existeront encore au cours des années à venir pour le consommateur, qui l'inciteront à se procurer un nouveau téléviseur.

La digitalisation offre la possibilité, grâce à la haute intégration des composants, d'atteindre réellement cet objectif de soumettre au marché une technique compliquée de haute qualité à des prix raisonnables et d'accroître encore avec certitude, malgré tous les nouveaux éléments, la fiabilité des appareils. ■

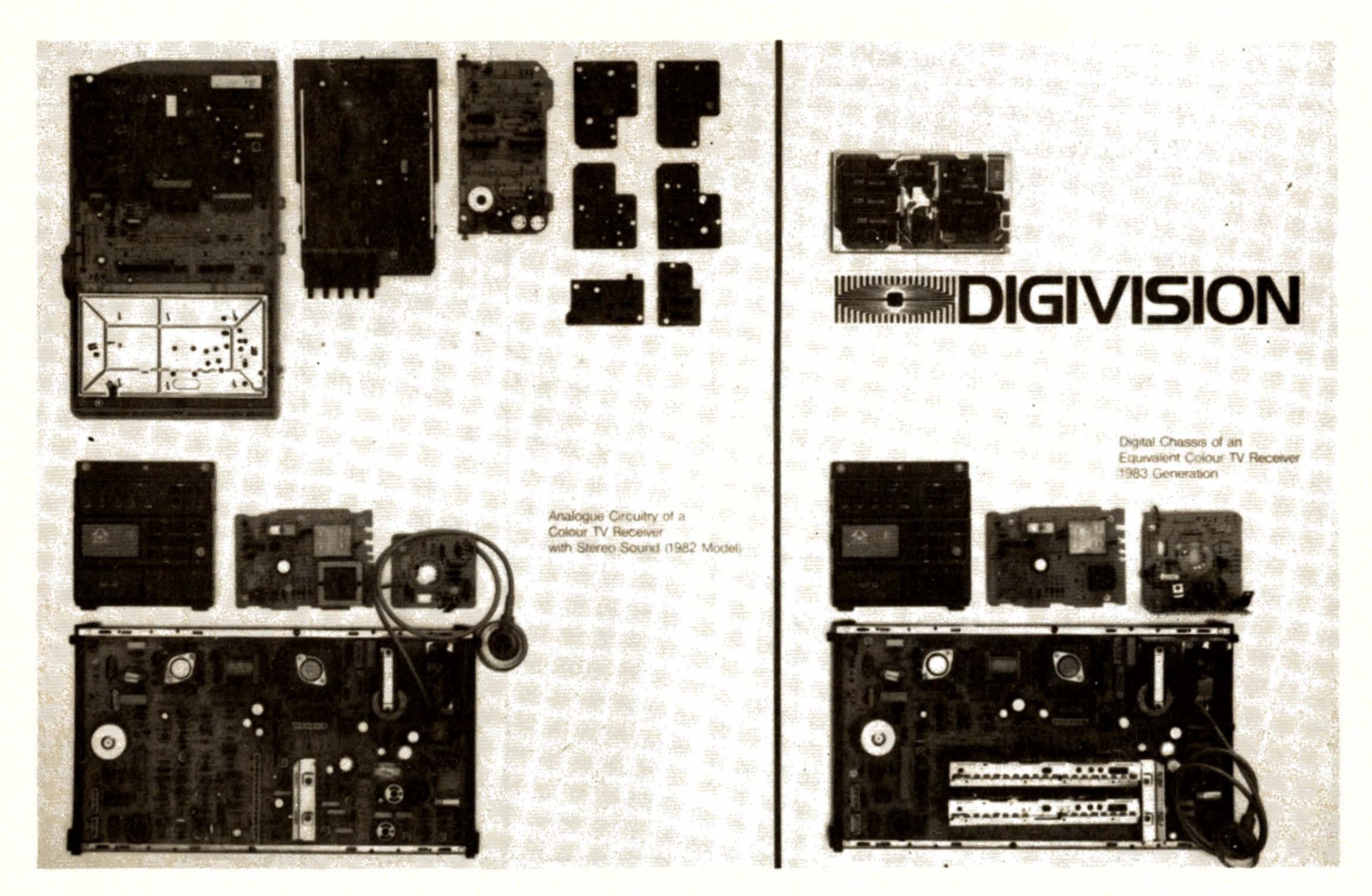


Photo D. – Téléviseur numérique : le kit Digivision d'ITT (en haut à droite), composé de 5 VLSI et de 3 CI, permet de remplacer plus de 500 composants nécessaires en technologie analogique (en haut, à gauche). La photo montre, à gauche, l'ensemble complet des modules pour un TVC analogique et, à droite, celui, tout aussi complet, pour un TVC numérique.

QUI REGARDE QUOI A LA TELEVISION

Le Centre d'Etudes d'Opinion (CEO) a succédé le 1er janvier 1975, lors de l'éclatement de l'ORTF du service des études d'opinion qui était lui-même l'aboutissement du service des relations avec les auditeurs créé en 1944.

C'est un service du Premier ministre, rattaché au juridique et technique de l'information et mis à la disposition de la commission de répartition de la redevance ; le directeur actuel, par délégation, est Jacques Durand.

La mission principale du CEO est de réaliser des études sur le public de la radiodiffusion, de la télévision et des autres modes de diffusion audiovisuels. Il réalise, auprès du public, des enquêtes et des sondages qui permettent de déterminer le volume d'écoute obtenu par chaque société nationale de programme; il analyse des données recueillies, fournit aux sociétés les données utiles pour leur politique de programmes.

COMMENT MESURER L'AUDIENCE ?

Jusqu'en 1981, il existait 3 sortes de panel postal : pour adultes, pour les jeunes de 8 à 14 ans, pour les enfants de 3 à 7 ans. Depuis cette date, il y a le panel AUDIMAT.

Le panel AUDIMAT

C'est un système de mesure automatique de l'audience de la télévision. L'appareil, appelé AUDIMAT, est relié au récepteur de télévision, au réseau téléphonique et au secteur électrique. Il enregistre toutes les utilisations du récepteur, qu'il s'agisse des différentes chaînes, du magnétoscope, des jeux vidéo, du télétexte Antiope, du vidéotex Télétel, etc); les changements sont pris en compte toutes les deux secondes.

C'est la SECODIP qui, après un appel d'offre, a été choisie pour être le maître d'œuvre de l'opération avec l'aide de la SLIGOS et de Thomson CSF Téléphone.

650 foyers ont été choisis parmi les 1300 qui avaient répondu favorablement à la brochure envoyée à 5000 foyers. 20 % de cet échantillon représentatif sera renouvelé chaque année.

L'information est recueillie chaque jour entre 2 h et 4 h du matin par l'ordinateur du site central qui appelle successivement tous les Audimat. Les résultats sont calculés par minutes, par quarts d'heure, par tranche horaire et par émission. En ce qui concerne les spots publicitaires, ils le sont toutes les quatre secondes.

Les résultats arrivent le matin : au CEO, aux sociétés de programmes, à la Régie Française de Publicité, sous forme de tableaux ou de courbes.

LE PANEL POSTAL

— ***Pour les adultes,*** 1000 à 1200 personnes forment un échantillon de panélistes dont l'échantillon est renouvelé par quart toutes les deux semaines; la durée de «panelisation» est actuellement de 9 semaines, durant lesquelles les personnes choisies remplissent un carnet d'écoute, composé de feuilles d'écoute quotidiennes qui sont envoyées par la poste, gratuitement bien sûr, deux fois par semaine.

Des contrôles sont exercés sur le travail des panélistes qui reçoivent un cadeau en fin de panel. Les informations reçues sont relues, et saisies sur bandes informatiques qui sont ensuite traitées sur ordinateur.

— ***Pour les jeunes***

La durée de panélisation est alors de trois semaines et l'enquête se déroule trois fois par an (mai, octobre-novembre, décembre). Les enfants reçoivent eux aussi un carnet d'écoute de 7 pages qui est complété par un questionnaire de quatre pages.

— ***Pour les enfants de 3 à 7 ans***

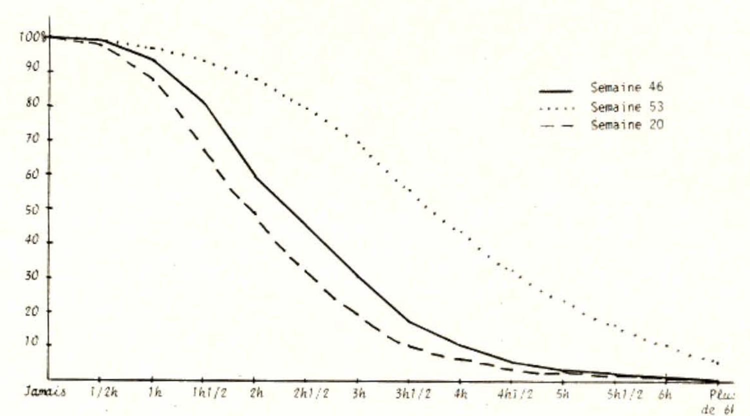
L'écoute de la télévision est, dans ce cas, appréhendée par l'intermédiaire de la mère de famille. C'est en 1982 que le CEO a mis en place ce panel.

Un institut de sondage est chargé du terrain de l'enquête pour deux ans; le CEO contrôle le terrain, le traitement informatique des données et la sortie des résultats.

Le CEO pose chaque semaine un questionnaire aux individus qui participent aux panels des adultes ou des jeunes, ceux-ci sont insérés dans le carnet d'écoute.

Les thèmes abordés dans le questionnaire ont un lien plus ou moins étroit avec la télévision.

Monique Cazé



La courbe indique le pourcentage d'enfants ayant regardé la télévision au moins une fois x 1/2 h par jour. (Normalisé à 100%).

Durée d'écoute moyenne de l'ensemble de la population âgée de 15 ans et plus.

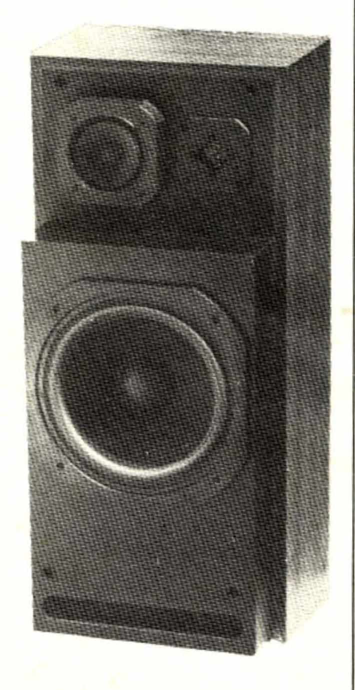
	Jour moyen Lundi Dimanche	Jour moyen Lundi Vendredi	Samedi	dimanche
Janvier	157	144	165	218
Février	155	142	163	211
Mars	144	133	149	198
Avril	132	122	139	177
Mai	134	128	130	170
Juin	124	119	121	150
Juillet	111	110	110	114
Août	98	97	92	107
Septembre	119	113	121	150
Octobre	136	125	146	143
Novembre	144	132	159	192
Décembre	150	141	147	200

Document CEO.

Sélection de chaines HIFI







CHAINE DUAL 1460

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DUAL CV 1460,**
– un tuner **DUAL CT 1460,**
– un magnétophone à cassettes **DUAL C 826,**
– une table de lecture **DUAL CS-617Q,**
– deux enceintes acoustiques **3A A380 type II.**

L'amplificateur DUAL CV 1460 :
Puissance : 2 × 95 W/8 Ω.
Réponse en fréquence : 10 à 60 000 Hz.
Distorsion : < 0,02 %.
Rapport signal/bruit : phono : 68 dB ; aux. : 88 dB.
Diaphonie : 55 dB.
Dimensions : 440 × 110 × 357 mm.

Le tuner DUAL CT 1460 :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : mono : 0,6 µV ; stéréo : 20 µV.
Sélectivité : 80 dB.
Rapport signal/bruit : 65 dB.
Dimensions : 440 × 66 × 265.

Le magnétophone à cassettes DUAL C 826 :
Ce magnétophone accepte quatre types de bande.
Vitesse : 4,75 cm/s.
Pleurage et scintillement : 0,04 % (WRMS).
Bande passante : 20 à 16 000 Hz (bande Fe) ; 20 à 19 000 Hz (bande métal).
Rapport signal/bruit : bande Fe : 64 dB (Dolby B) ; 71 dB (Dolby C). Bande métal : 67 dB (Dolby B) ; 74 dB (Dolby C).
Temps de rebobinage d'une cassette C 60 : 100 s.
Dimensions : 440 × 112 × 265 mm.

La table de lecture DUAL CS 617Q :
Platine semi-automatique à entraînement direct contrôlé par quartz.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 % (WRMS).
Rapport signal/bruit : 52 dB (pondéré : 78 dB).
Dimension du plateau : 304 mm ∅
Bras de lecture ULM.
Dimensions : 440 × 137 × 390 mm.

L'enceinte acoustique 3A-A 380 type II :
Puissance : 80 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 30 à 25 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,9 %.
Sensibilité : 91 dB.
Enceinte à 3 voies.
Dimensions : 310 × 700 × 310 mm.

CHAINE DUAL 1260

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DUAL CV 1260,**
– un tuner **DUAL CT1260,**
– un magnétophone à cassettes **DUAL C 826,**
– une table de lecture **DUAL CS 607,**
– deux enceintes acoustiques **3A A360 DIGITALE.**

L'amplificateur DUAL CV 1260 :
Puissance : 2 × 60 W/ 8 Ω.
Réponse en fréquences : 10 à 45 000 Hz.
Distorsion : <0,03 %.
Rapport signal/bruit : phono : 64 dB ; aux. : 82 dB.
Diaphonie : 50 dB.
Dimensions : 440 × 97 × 265 mm.

Le tuner DUAL CT 1260 :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 0,8 µV (mono) - 25 µV (stéréo).
Sélectivité : 80 dB.
Rapport signal/bruit : 62 dB.
Dimensions : 440 × 66 × 265 mm.

Le magnétophone à cassettes DUAL C 826 :
Voir chaîne DUAL 1460.

La table de lecture DUAL CS 607 :
Platine semi-automatique à entraînement direct contrôlé électroniquement.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,03 (WRMS).
Rapport signal/bruit : 50 dB (non pondéré) ; 75 dB (pondéré).
Diamètre du plateau : 304 mm.
Bras de lecture ULM.
Dimensions : 440 × 137 × 390 mm.

L'enceinte acoustique 3A - A360 DIGITALE :
Puissance : 60 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 35 à 25 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,8 %.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.
Type : bass reflex.
Nombre de voies : 3.

LE SYNTHETISEUR DE FREQUENCE :

III PROGRAMMATION ET LOGIQUE DE COMMANDE DES COMPTEURS D'UN SYNTHETISEUR

IV PROCEDES DE MODULATION DE FREQUENCE

NOUS avons vu qu'un compteur doit être programmé afin de changer le rapport de division dans la boucle PLL (fig. III-1).

Cette programmation s'opère sur les quatre entrées (A, B, C, D) du diviseur que l'on considère généralement comme étant initialement au niveau logique 0.

Pour assurer ce niveau 0, des résistances de faible valeur par rapport à l'impédance d'entrée du circuit intégré utilisé vont être reliées à la masse en permanence.

Le 1 logique sera établi par un contact (roue codeuse par exemple) reliant le + alimentation du circuit intégré au point chaud de la résistance (fig. III-2).

Les entrées sont généralement nommées A, B, C, D, A désignant le « poids » logique le plus faible.

Rappelons les correspondances décimales/binaires des quinze premiers nombres :

	A	B	C	D
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1

Un compteur programmé à 11 verra donc ses entrées aux niveaux suivants en logique binaire (fig. III-3).

Les programmations peuvent s'effectuer de plusieurs façons, suivant les buts recherchés et la technologie que l'on veut employer.

1° D'une manière fixe, en soudant les connexions au circuit imprimé de façon définitive. C'est ce qui est réalisé lorsque le rapport de

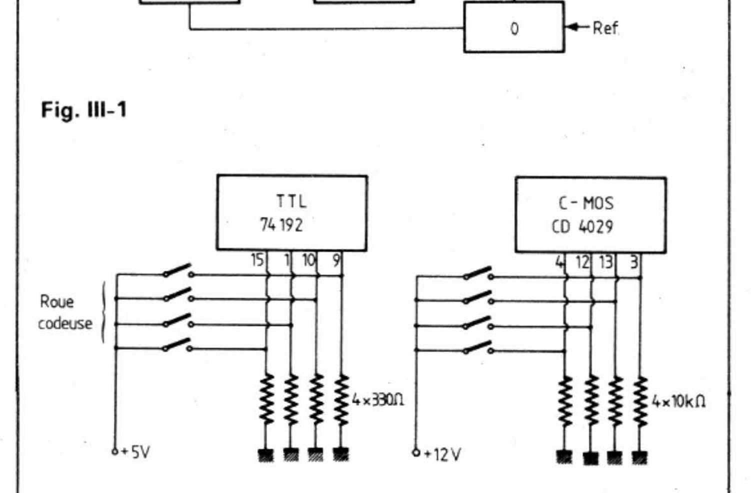


Fig. III-1

Fig. III-2

4029
4 12 13 3
A +12V
B +12V
C 0V
D +12V
+12V

Fig. III-3

division que l'on a à utiliser ne doit plus changer. Prédiviseur à rapport fixe, shift 600 kHz par additionneur binaire pour le trafic via répéteur en VHF...

2° Par des roues codeuses (fig. III-4). Elles existent sous des formes et dans des dimensions très diversifiées selon les besoins. Dans tous les cas, ce sont de minuscules interrupteurs obtenus par glissement de cinq contacts dorés sur un disque cuivré dont les pistes sont interrompues en certains endroits. On réalise ainsi la conversion chiffres décimaux/code binaire.

Le commun peut être réuni, selon nécessité, soit au + alimentation, soit à la masse du montage.

Elles peuvent être décimales = dix positions, hexadécimales = 16 positions.

Elles s'apparentent à de petits boîtiers plats que l'on peut habituellement empiler les uns à côté des autres et fixer sur la face avant d'un appareil.

3° Par des interrupteurs normaux, au nombre de quatre, ou par des contacteurs à 10 ou 16 positions.

Un jeu de diodes permet alors d'attribuer à chaque position (de 0 à 9) les niveaux binaires correspondants. Cette opération est assez fastidieuse et nécessite une certaine attention (fig. III-5).

4° Par un système purement digital. Il est très tentant en effet de programmer la chaîne des diviseurs du synthétiseur par une autre suite de décompteurs-compteurs qui avanceront au rythme d'une horloge plus ou moins rapide selon les besoins. Cette vitesse est variable par crans ou de façon continue.

Nous verrons de même que, par la mise au niveau 0 ou 1 d'une broche des compteurs, nous pouvons les mettre en position comptage ou décomptage : cela réalisera d'une façon élégante la montée automatique ou la descente en fréquence de l'appareil (fig. III-6).

Avec peu de circuits logiques, nous pouvons réaliser deux versions de balayage, en technologie TTL et en C.MOS.

5° Par un microprocesseur évolué.

C'est la grosse supériorité du synthétiseur de fréquences sur un VFO ou oscillateur classique commandé par un condensateur variable. Celui-ci est accessible à tout langage binaire – d'où les possibilités de mémorisation sur les entrées, balayage de tout ou partie de la bande à explorer (scanning), adoption de fréquence présélectionnées, accès facile à l'affichage digital de la fréquence...

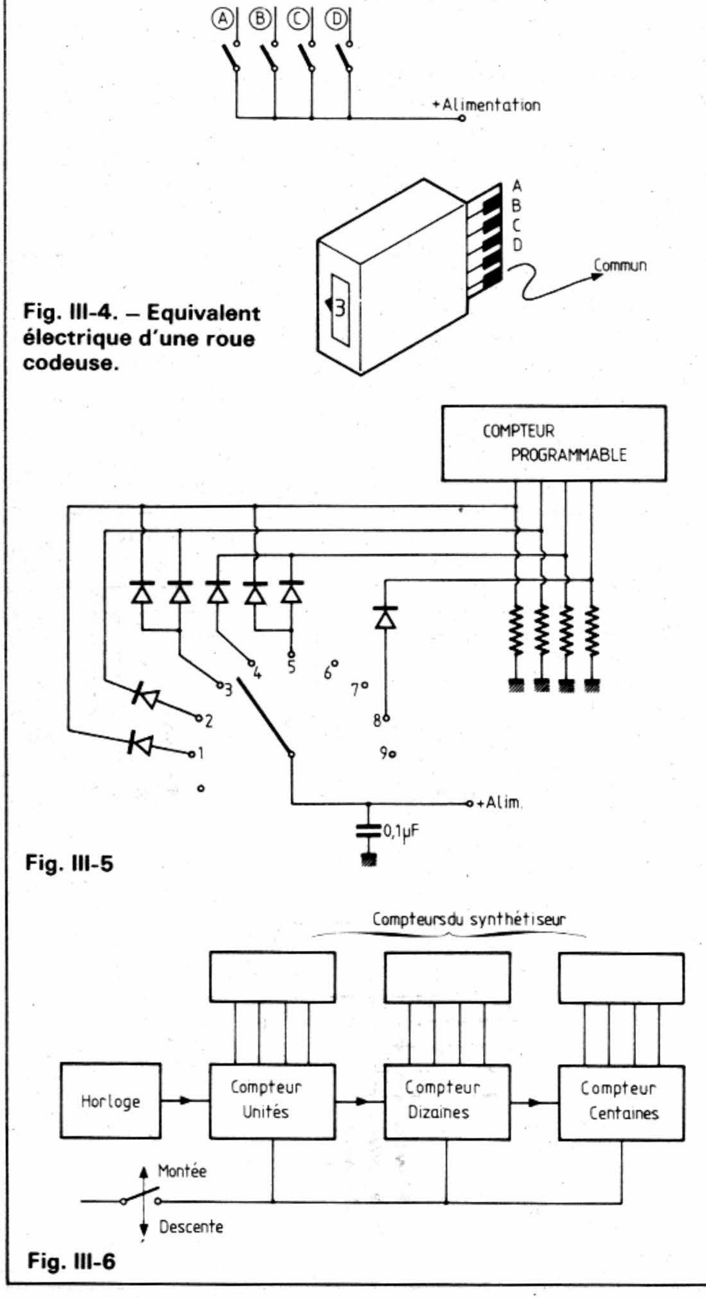


Fig. III-4. – Equivalent électrique d'une roue codeuse.

Fig. III-5

Fig. III-6

Logique de commande en CMOS

Nous décrirons plus loin dans une réalisation pratique un dispositif en TTL avec shift programmable. L'adaptation du circuit qui va suivre nécessite 4 boîtiers de circuits intégrés mais elle est par ailleurs indéfiniment extensible : il suffit de mettre en cascade autant de compteurs que l'on désire. Nous nous sommes limités à 8 bits ce qui permet la couverture de 80 canaux, par exemple au pas de 25 kHz sur 144 MHz, en comptage décimal (2 000 kHz : 25 = 80) ou bien 255 « pas » en régime binaire total, ce qui n'est déjà pas si mal avec seulement deux compteurs !

Attention : les circuits intégrés 4029 et 4510 ne sont totalement permutables que si l'on opère en comptage décimal et dans le schéma qui nous concerne. Le 4510 ne peut compter qu'en décimal. Le 4029 permet par contre le fonctionnement binaire/décimal :

binaire : broche 9 au + alim.

décimal : broche 9 à la masse.

La broche 9 du 4510 correspond, elle, à un « reset ».

Voyons plus en détail le fonctionnement du balayage en fréquences que nous allons réaliser (fig. III-7). Une horloge, constituée d'un NE555, va générer des impulsions en permanence de l'ordre de 3 par seconde. Ce rythme est totalement variable si on le désire en jouant sur la 2,7 K ou/et la 22 µF qui fixent la constante de temps.

Les entrées « horloge » des deux compteurs sont attaquées simultanément mais les compteurs ne peu-

vent avancer que si « carry-in » (pin 5) et « preset enable » (pin 1) sont à l'état 0.

Or, au repos du contacteur de commande, les entrées de la porte NAND C sont au niveau 1, sa sortie est à 0 et, par l'inverseur D, nous obtenons un niveau 1 qui bloque le compteur – et rien ne se passe alors. Il suffit de mettre l'une des entrées de C à la masse pour voir un niveau 0 sur 5 du 4029 et les compteurs vont tourner.

La bascule constituée par les portes NAND A et B permet par ailleurs un niveau 0 ou 1 sur les entrées 10 correspondant au « up/down » (compte/ décompte)

niveau 1 compte } pin 10
niveau 0 décompte }

L'emploi d'une bascule permet également l'affranchissement de tous rebonds, très nuisibles lorsqu'il convient d'avancer pas à pas. Le déplacement en fréquence revient donc à un simple inverseur avec repos central.

Lors de la mise sous tension de la logique, les compteurs vont se trouver à des positions non choisies quant à leurs sorties ABCD. Pour pallier cet inconvénient et éviter principalement qu'ils ne soient à 0 à l'allumage, on peut prépositionner les entrées par le code binaire habituel. En effet, si l'on met une résistance de 100 kΩ sur la pin 1 (preset) et un condensateur de 0,1 μF relié au + alimentation, nous aurons une brève impulsion positive qui chargera les compteurs au nombre choisi. Nous obtiendrons une « mémoire câblée » à la mise sous tension, ce qui est fort pratique.

De plus, nous avons parlé d'éviter que tous les compteurs soient à 0 : en effet, le synthétiseur de fréquence se trouvera dans ce cas en impossibilité de verrouillage puisque son facteur N est à 0 et il est tout à fait probable que, même en faisant avancer les compteurs à un état compatible normalement (N = 42, par exemple), la capture de la boucle ne se fasse pas.

Cet inconvénient est totalement évité par le prépositionnement susdécrit qui est câblé de façon définitive par soudure sur le circuit imprimé. On en profite pour choisir une fréquence sur laquelle on trafique le plus souvent.

Composants principaux :
1 4011
1 NE555
2 CD4029 (binaire/ décimal) ou 4510 (décimal seul).

N.B. Les résistances aux entrées des diviseurs programmables du synthétiseur doivent être supprimées avec l'utilisation de cette logique.

IV – Procédés de modulation en fréquence

Dans le cas d'utilisation d'un synthétiseur sur un appareil émission-réception, nous allons voir qu'il est facile de moduler ce dernier en fréquence (F.M.).

Prenons l'exemple d'un émetteur travaillant sur la bande 144 MHz. Nous aurons habituellement le plan de fréquence classique adopté sur presque tous les appareils du commerce, en particulier, et que reproduit la figure IV-1 et où la fréquence de travail Ft est supposée de 144 MHz, la moyenne fréquence de réception, Fr. L'oscillation locale synthétisée sera Ft-Fr, soit pour une M.F. de 10,7 MHz, une fréquence synthétisée de 144-10,7 = 133,3 MHz. Pour transmettre, il suffira d'injecter, dans le mélangeur, un signal égal à celui de la M.F., c'est-à-dire, dans le cas présent, 10,7 MHz.

Le synthétiseur est facilement modulable en superposant une très faible tension B.F. sur la ligne même de la boucle de phase. En effet, un glissement de fréquence de 2 MHz du synthétiseur est facilement obtenu par une variation de tension du comparateur de 4 V, ce qui donne une pente de 2 V/MHz. Pour une excursion en NBFM de 10 kHz, il suffira donc seulement d'une tension BF de 20 mV (fig. IV-2). Dans la pratique, afin de conserver un indice de modulation constant, indépendant de la fréquence de travail, il est préférable de moduler le VCO par une diode varicap séparée, faiblement couplée à la self, ce qui se représente comme le montre la figure IV-3, sur laquelle la ligne PLL est dessinée en traits forts. On remarquera un très faible couplage entre la partie BF et l'entrée du VCO (1 pF seulement).

Ce procédé de modula-

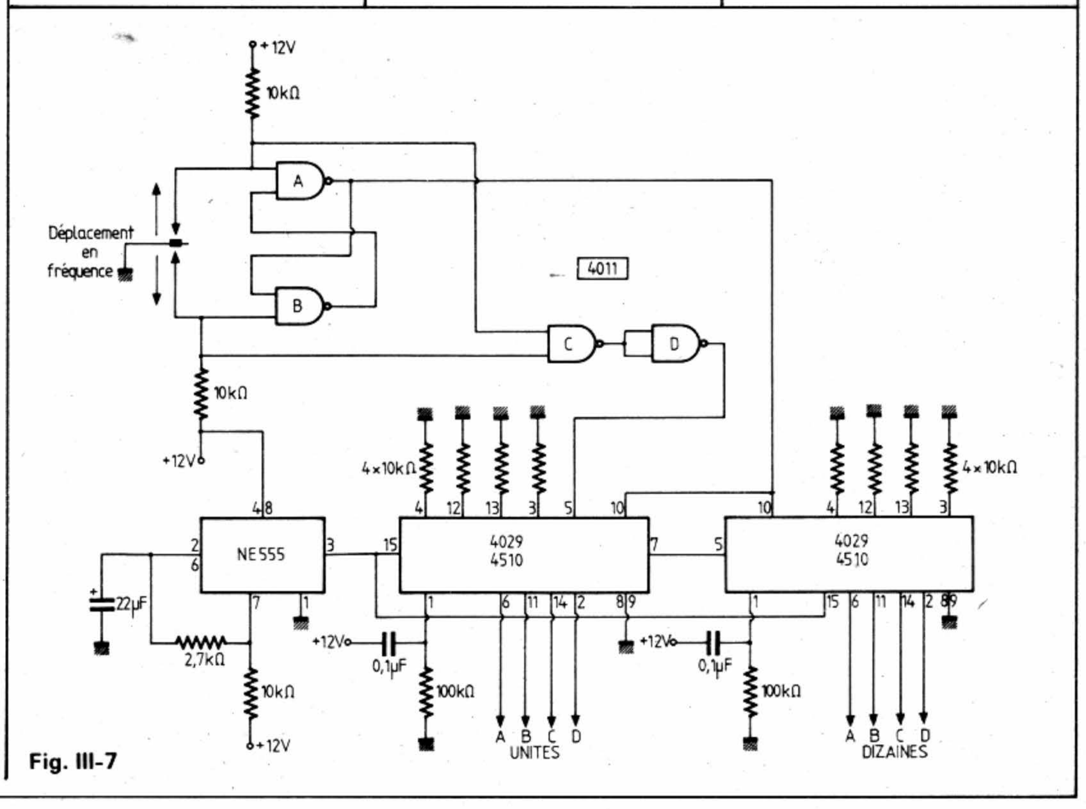


Fig. III-7

tion s'accommode bien de certaines boucles de phase dont les caractéristiques de transfert restent linéaires avec un filtre passe-bas à fréquence de coupure relativement haute. Habituellement, pour le 4046 et MC4044 en comparateurs et en travaillant sur des « pas » de 5, 10, 12,5 et 25 kHz, nous n'avons pas rencontré de problème particulier en calibrant correctement le filtre passe-bas. Il n'en est pas de même du S187B de Siemens qui répond semble-t-il moins linéairement aux superpositions B.F.

Il reste dans ce cas une solution, en examinant le diagramme de la figure IV-4 : moduler le quartz de transposition. Ce procédé est d'ailleurs employé fréquemment dans les transceivers d'origine japonaise car il est loisible à ce moment de se libérer de toutes les servitudes de compatibilité avec la boucle de phase.

Le problème n'est pourtant pas simple car il faut faire varier sur le quartz ce qui lui est le plus naturel : sa stabilité en fréquence.

Un ΔF de 7 à 10 kHz peut cependant être obtenu en mettant en série avec le cristal une self appropriée selon les caractéristiques du schéma.

Trop riche en spires, il n'y aura plus d'oscillations contrôlées par le quartz. Trop peu développée, l'excursion de l'oscillateur sous l'influence de la BF sera dérisoire, la stabilité du quartz devenant prédominante. Le compromis est cependant facile à trouver en respectant les valeurs données et en utilisant un noyau magnétique dont on déterminera la meilleure position une fois pour toutes.

Le circuit à quartz peut être converti en auto-oscillateur au prix d'une modification minime en remplaçant le quartz par un condensateur de 100 pF. Les capacités utilisées seront obligatoirement au styroflex et cela nous conduit à la figure IV-5.

Une seule varicap suffit alors. L est accordée sur la fréquence médiane. Bien que très séduisante, cette solution ne pardonne pas les sautes d'alimentation, la dérive des valeurs des capacités (éviter à tout prix les capacités du type céramique !) et les écarts en température... sans compter les chocs mécaniques. Noyer en particulier la bobine dans l'araldite. La difficulté de réaliser un circuit sans dérive sur une fréquence déjà assez haute (10,7 ou 9 MHz) fait que cette dernière solution est en définitive peu employée.

Nous n'avons pas parlé dans ce chapitre des préamplificateurs microphoniques. Nous les décrirons en détail dans les réalisations pratiques à venir.

Dans tous les cas ils s'articuleront selon le schéma classique : préampli, limiteur, filtre-passe-bas à 3 kHz et accentuation.

Malgré la faible bande passante de la NBFM (modulation de fréquence à bande étroite) il est fortement conseillé d'utiliser des microphones bien adaptés et d'excellente qualité. Le micro à « condensateur » constitue un très bon élément d'une chaîne modulée en fréquence.

M. LEVREL
(P6DTA)
R. PIAT
(F3XY)

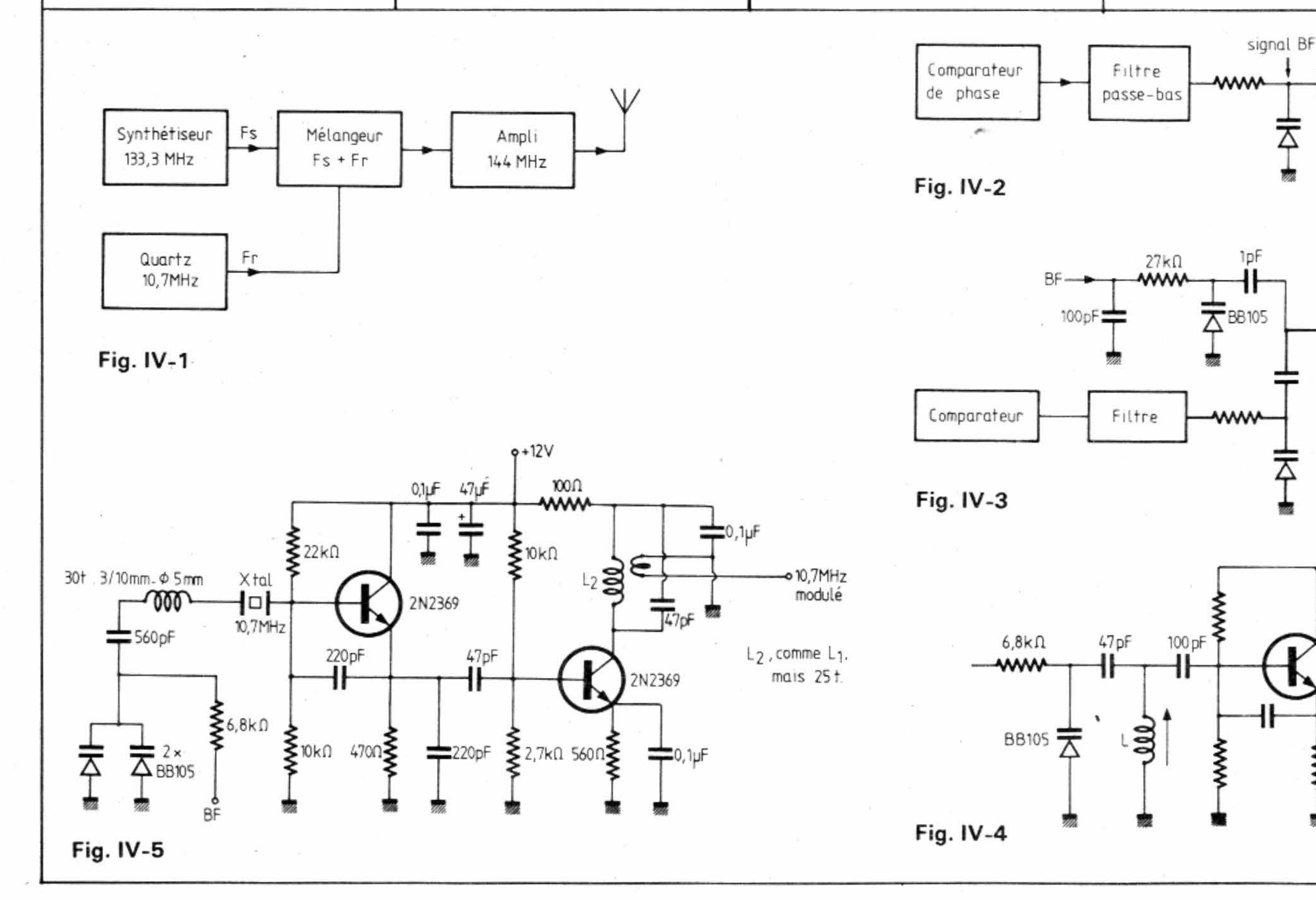


Fig. IV-1

Fig. IV-2

Fig. IV-3

Fig. IV-5

Fig. IV-4

PETITES ANNONCES

TARIF DES P.A.

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le **montant** des petites annonces doit être obligatoirement joint **au texte envoyé (date limite : le 15 du mois précédant la parution),** le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. 200.33.05.
C.C.P. Paris 3793-60

Offre d'emploi la ligne TTC	19,20 F
Demande d'emploi la ligne TTC	8,50 F
Achat de matériel la ligne TTC	19,20 F
Vente de matériel la ligne TTC	19,20 F
Fonds de commerce la ligne TTC	23,50 F
Divers la ligne	23,50 F
Domiciliation au journal TTC	23,50 F
Forfait encadrement TTC	42,80 F

La ligne de 31 lettres signes ou espaces

Le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte le 15 du mois précédant la parution.

Offres d'emploi 19,20 F

MINISTERE DE L'AGRICULTURE
INFRA - SAGA B.P. 12
31320 CASTANET-TOLOSAN

Recherche

Analyste-Programmeur
spécialisé micro-informatique
+ connaissances en électronique
Env. candidature avec C.V. avant le 15 décembre 83.
Tél. (61) 73.81.75 poste 284

Pour préparer succession, importateur marques de grande et durable notoriété recherche associé, actif, orientation commerciale. Ecrire M. TERDIEU, 95, av. Ch.-de-Gaulle, 92200 Neuilly qui transmettra.

Demandes d'emploi 8,50 F

6 Dépanneurs HIFI ch. emploi à partir du 1er déc. 83. Régions 22, 35, 49, 53, 59, 69, 75, 85, 92, 94. **4 Dépanneurs RTV N/B couleur** ch. emploi même date. Régions 14, 29, 50, 51, 61, 75, 77, 78, 93, 95. Ecr. CFP, 62, rue P.-Brossolette, 95200 Sarcelles. T. 419.16.76.

Techn. RTVC Vidéo, 10 ans exp. mat. THOMSON, TELEFUNKEN, PHILIPS, ch. pl. SAV atelier cause léger handicap, mi-temps, ou association avec artisan, région Clermont-Ferrand, Issoire ou proche. URGENT. Tél. (23) 83.30.28.

30 TECHNICIENS DE MAINTENANCE RADIO TV MAGNETOSCOPE FORMATION AFPA OPTION VIDEO CHERCHENT INDIVIDUELLEMENT EMPLOIS TOUTES REGIONS LIBRES EN FIN JANVIER 84

ECRIRE A : SECTION A.M.R.T.V. CENTRE AFPA, 35, RUE DE MITTERIE 59160 LOMME

Technicien recherche travaux soudures, câblages à domicile. GAYON Alain, avenue d'Aix, 13320 Bouc-Bel-Air.

Fonds de commerce 23,50 F

Retraité. Vds fonds dépannage, vente TELE. Env. Bézier, vaste atelier bien équipé, bon chiffre sans concurrence. 100 000 F. Ecrire au journal n° 551.

Cause retraite, Vds fonds TV, hifi, ménager, vaisselle. Conviendrait à couple dépanneur. Gde station de ski Savoie. Ecr. au journal n° 552.

BAIL A CEDER
MERCERIE-BONNETERIE
Possibilités autres
+ appartement 4 pièces t. confort
53, rue des Batignolles
75017 PARIS
Tél. 627.38.43 à partir de 14 h
Emplacement 1er ordre 160 000 F
Loyer mensuel 2 500 F appt
+ magasin

Très belle affaire Radio, TV, Hifi, Disques. Tenue 38 ans, station balnéaire Côte-d'Azur, bail neuf. Vendue cause retraite. Ttes propositions seront étudiées. Ecr. au journal n° 545.

Vds province Ouest, 150 km de Paris, Hifi, TV, dépannage, bon empla. cause départ. Ecr. au journal n° 553.

Achats de matériel 19,20 F

NOUVEAU DEPOT-VENTE MATERIEL. Télécommunication, radiotéléphone, répondeur, eurosignal, etc. Maintenance assurée. « TELECOM 2000 », 32, rue Compans, 31500 Toulouse, tél. (61) 58.14.20.

ACHAT-VENTE OCCASIONS
ELECTRONIQUE - RADIO
EMISSION - RECEPTION
OPTIQUE - PHOTO - VIDEO
ETAT NEUF - *Appareils exclusivement récents*
"Electronique Center"
de T.P.E.
36, bd de Magenta
75010 PARIS - ☎ 201.60.14

Ventes de matériel 19,20 F

ELECTROPUCES, 21, rue de Coulmier, 44000 Nantes. Tél. 02.87.65. Surplus électronqiues BC659 : 160 F. BC221 : 200 F ; BC312 : 450 F ; ANGRC9 : 800 F ; ASR33 : 650 F ; carte wrapping + 119 supports : 100 F ; mesure, composants HF, VHF. Liste contre 2 timbres.

Vds mire couleur PHILIPS PP5514 parf. étt. URGENT. 3 500 F. Tél. 833.55.58.

RADIOS LOCALES

OFFREZ en plus la STEREOPHONIE !
Equipez-vous de notre CODEUR STEREO SFMC/01
Adaptable à tout émetteur mono du commerce
Modèle en rack standard 19 pouces
Deux VU-mètres en façade **3 900 F TTC**
Expédition contre remboursement par SERNAM EXPRESS
ELECTRONIC N.B.
Sarragachies, 32400 Riscle (62) 69.79.37.

Vds NAKAMICHI ou échange contre toute cassette B.O. (84) 26.02.25.

Vds base COLT 850 3 × 120 cx + access. Sax Ten Selmer + div. mat. état neuf. Tél. le soir 872.48.22.

Vds magnéto à bandes REVOX B77 année 81 bon état. Tél. 723.61.34 p. 490. Ap. 19 h 403.45.44 LEMOINE.

A VOTRE COMPTE !

Comment CREER, GERER, AGENCER et RENTABILISER une station-service DEPANNAGE RADIO-TV-HIFI. Un dossier très complet rédigé par un professionnel pour ceux qui veulent s'installer à leur compte. Les débouchés, les trucs et astuces commerciales pour bien gagner sa vie dans ce métier d'avenir. Tout ce qu'il faut savoir pour bien démarrer avec le minimum d'argent. Doc. contre 2 timbres : JPB, 16, rue des Déportés, 45700 VILLEMANDEUR.

Matériel de mesure professionnel vendu à bas prix, oscillos, géné, BF, HF, VHF, UHF, hyper, voltmètres, wobulateurs, etc. Nouveau catalogue contre 3 timbres. ROUX, route de Lyon, 38140 Beaucroissant.

TELEC-DIFFUSION
31, cours J.-Ferry
17800 PONS
Tél. (46) 94.03.57
Matériel en bon état de marche

OSCILLOSCOPES » METRIX » 223 B, 7 Mcs, 800 F. « RIBET-DESJ. » 267 B, 1,5 Mcs, 400 F. GENERATEURS « METRIX » 931, 50 kcs-65 Mcs, 680 F. « FERISOL » L 201, 10 à 420 Mcs, 1300 F. « BOONTON », type 80, 2 à 400 Mcs, 900 F. REGULATEUR AUT. de TENSION, 10 kW, 220 V. Prix TTC + port.

A vendre mini K7 enregistreur SCHNEIDER + micro. Etat neuf. Tél. 805.26.30 de 19 h 30 à 21 h.

UHER report. 4000L + sac transport, micro, accu, chargeur. Très bon état. Tél. 548.25.59 après 18 h YANIC.

TOUT CE QUI CONCERNE la HIFI, SONO, VIDEO chez CENTRAL OCCASIONS HIFI
DÉPOT VENTE DE MATÉRIEL HIFI RÉSERVÉ AUX PARTICULIERS
5, rue Paul-Vaillant-Couturier
92 LEVALLOIS
M° Pont de Levallois
ouvert de 12 h à 19 h 30
TÉL. : 757.77.39

Vds mire couleur CENTRAD 584S possibilité tiroir PAL/NTSC. Tél. : (65) 47.03.63 Rauscher.

Vds magnéto REVOX A77 : 5 000 F, proj. ELMO XENON 16 : 17 000 F. (3) 464.114.39

Vds magnétocassette DUAL C824 jamais utilisé : 1 500 F. Tél. (62) 05.24.01, p. 41 BEDEREDE H. bur.

LA VENTE CONTINUE ! Tous les composants par correspondance à des prix vraiment plus bas. Demandez la liste INFO-NOUVEAUTES contre 2 timbres à SIGMA, 18, rue de Montjuzet, 63100 Clermont-Ferrand.

midri
75, bd de Courcelles,
75008 PARIS
tél 766 23 72
VEND en GROS et 1/2 GROS
AUX REVENDEURS PARIS-PROVINCE
power
J.COLLYNS
BOUYER
Catalogue et tarif sur demande pour revendeurs